MÁQUINAS ELÉTRICAS E TRANSFORMADORES

Volume 1

MÁQUINAS ELÉTRICAS E TRANSFORMADORES

Volume 1

FICHA CATALOGRÁFICA

**(Preparada pelo Centro de Catalogação-na-Fonte,
Câmara Brasileira do Livro, SP)**

K88m

Kosow, Irving Lionel, 1919-
Máquinas elétricas e transformadores |por| Irving L. Kosow; tradução de Felipe Luís Daiello e Percy Antônio Soares. Porto Alegre, Globo, 1982.
p. ilust. (Enciclopédia técnica universal Globo)

Bibliografia.

1. Maquinaria elétrica 2. Máquinas elétricas 3. Transformadores elétricos I. Título. II. Série.

76-0029

17. CDD-621.31
18. -621.31042
17. e 18. -621.314

Índice para catálogo sistemático:

1. Maquinaria elétrica : Engenharia elétrica 621.31 (17.) 621.31042 (18.)
2. Máquinas elétricas : Engenhària 621.31 (17.) 621.31042 (18.)
3. Transformadores : Engenharia elétrica 621.314 (17. e 18.)

• ENCICLOPÉDIA TÉCNICA UNIVERSAL GLOBO

Irving L. Kosow, Ph. D.

Staten Island Community
City University of New York

MÁQUINAS ELÉTRICAS E TRANSFORMADORES

Volume 1

Tradução de
FELIPE LUIZ RIBEIRO DAIELLO
e
PERCY ANTÔNIO PINTO SOARES
Professores de Eletrotécnica na Universidade Federal do Rio Grande do Sul e na Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul

4ª Edição

EDITORA GLOBO
Porto Alegre. Rio de Janeiro
1982

MÁQUINAS ELÉTRICAS E TRANSFORMADORES

Volume 1

FICHA CATALOGRÁFICA

(Preparada pelo Centro de Catalogação-na-Fonte,
Câmara Brasileira do Livro, SP)

K88m

Kosow, Irving Lionel, 1919-
Máquinas elétricas e transformadores [por] Irving L. Kosow; tradução de Felipe Luís Daiello e Percy Antônio Soares. Porto Alegre, Globo, 1982.
p. ilust. (Enciclopédia técnica universal Globo)
Bibliografia.

1. Maquinaria elétrica 2. Máquinas elétricas 3. Transformadores elétricos I. Título. II. Série.

76-0029

17. CDD-621.31
18. -621.31042
17. e 18. -621.314

Índice para catálogo sistemático:

1. Maquinaria elétrica : Engenharia elétrica 621.31 (17.) 621.31042 (18.)
2. Máquinas elétricas : Engenharia 621.31 (17.) 621.31042 (18.)
3. Transformadores : Engenharia elétrica 621.314 (17. e 18.)

ENCICLOPÉDIA TÉCNICA UNIVERSAL GLOBO

Irving L. Kosow, Ph. D.

Staten Island Community
City University of New York

MÁQUINAS ELÉTRICAS E TRANSFORMADORES

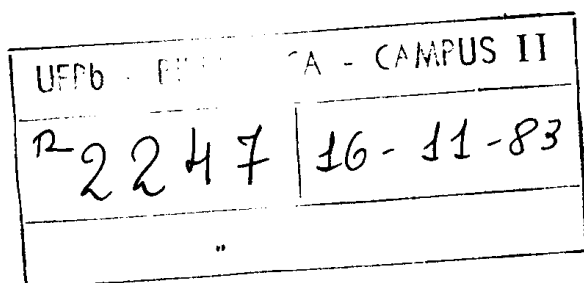
Volume 1

Tradução de
FELIPE LUIZ RIBEIRO DAIELLO
e
PERCY ANTÔNIO PINTO SOARES
Professores de Eletrotécnica na Universidade Federal do Rio Grande do Sul e na Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul

4ª Edição

EDITORA GLOBO
Porto Alegre. Rio de Janeiro
1982

Título original da edição norte-americana:
ELECTRIC MACHINERY AND TRANSFORMERS

1.ª Edição — dezembro de 1977
2.ª Edição — junho de 1979
3ª Edição — outubro de 1979

Planejamento gráfico de Sônia M. de Mendonça Heinz

Capa de Leonardo Menna Barreto Gomes

Av. Getúlio Vargas, 1271 — 90000 — Porto Alegre, RS
Rua Sarg. Silvio Hollenbach, 350 — 21510 — Rio de Janeiro, RJ

A minha esposa
RUTH
e meus filhos
SONIA, MARTIN e JULIA

prefácio

Este livro é um desenvolvimento do trabalho anterior do autor *Electric Machinery and Control*, publicado originalmente em 1964. Ao revisar, suplementar e atualizar aquele trabalho, ficou claro que seriam necessários dois volumes para apresentar convenientemente o material e manter-se em dia com os conhecimentos atuais.

Várias razões ditaram esta escolha. O trabalho original já era bastante grande (acima de 700 páginas), e o novo material que se pensava utilizar traria como resultado um volume muito pesado e dispendioso.

Uma divisão lógica entre a teoria das máquinas elétricas e as aplicações práticas das mesmas já existe na bibliografia. Já há numerosos trabalhos em volumes separados nestas áreas, de modo que existe um precedente para esta dicotomia. O estudante que necessita de fundamentos teóricos das máquinas elétricas e de suas características começará a ter contato com o assunto de um modo diferente daquele de que necessitam o engenheiro e o técnico práticos nesse campo. Os últimos estão principalmente interessados na utilização e nas aplicações práticas das máquinas elétricas tratadas no segundo volume, embora ocasionalmente se torne necessária a referência a este primeiro volume.

O primeiro volume, portanto, é um texto que reflete a realimentação de parte dos professores e alunos que usaram o anterior *Electric Machinery and Control*. Para responder a numerosas solicitações, foi adicionado um novo capítulo sobre Transformadores. Também foram inseridas questões em cada capítulo, para intensificar a compreensão qualitativa do material, por parte do leitor. A linguagem do texto foi, em parte, reescrita, para tornar claras importantes diferenças teóricas, facilitar a compreensão e, sobretudo, para permitir o estudo autodidata. Foram incluídos novos problemas e exemplos ilustrativos. As abreviaturas das unidades foram revisadas, para refletir os padrões da IEEE.

A exposição lógica para o estudo das máquinas elétricas, citada no prefácio do livro anterior *Electric Machinery and Control*, foi ressaltada por dois problemas mundiais relevantes: a poluição (de nossas terras, águas e da atmosfera) e a superpopulação. A última trouxe, como resultado, exigências de potência e de transporte personalizado extraordinariamente crescentes, junto com bens de consumo de uma grande variedade, concomitantes com um padrão de vida crescente, e isto inevitavelmente conduziu à poluição. Em conseqüência, os engenheiros e cientistas estão reconsiderando a geração de potência elétrica, a conversão de energia e o uso de técnicas de tração elétrica (livre de poluição ou com poluição relativamente baixa) para o transporte ferroviário e automotor. O automóvel elétrico, citado pelo autor como uma possibilidade no livro anterior, está se tornando rapidamente uma realidade, como decorrência. O escurecimento parcial e os *blackouts* dos últimos anos da década de 60 são uma conseqüência direta da insaciável necessidade do homem de potência elétrica, de modo geral; e, especificamente, da maior confiança nas máquinas elétricas. Os anos 70 verão, inevitavelmente, um intensificado interesse pela conversão da energia elétrica e pelas máquinas elétricas, por parte dos governos, instituições educacionais e indústrias, como resposta a esses problemas pressionantes do globo terrestre.

Fez-se uma firme tentativa no sentido de unificar o objetivo deste livro e seu método de apresentação, como tinha sido já feito no seu antecessor. O capítulo 1 apresenta o princípio unificador de que em todas as máquinas girantes ocorre a ação geradora simultaneamente com a ação motora. O capítulo 2 trata dos enrolamentos, baseando-se antes nas semelhanças do que nas diferenças entre as máquinas de corrente contínua e de corrente alternada. Os capítulos 5 e 7 tratam da reação da armadura e da operação em paralelo, respectivamente, de uma forma unificada similar, que conduzem a generalizações com respeito aos efeitos da excitação e da reação da armadura em todas as máquinas elétricas. Os capítulos 8 e 9 acentuam as distinções entre máquinas síncronas e assíncronas, tendo sempre por objetivo a melhor compreensão das características dos alternadores, motores síncronos, geradores e motores de indução, e de vários motores monofásicos. O capítulo 11 sobre máquinas especiais inclui selsins, servomotores e excitatrizes de campos múltiplos, bem como outras máquinas de campo cruzado, essenciais para o estudo dos servomecanismos. O rendimento das máquinas elétricas é tratado no capítulo 12 como um tópico unificado na conversão eletromecânica, na qual o rendimento das máquinas CC e CA e a teoria fundamental dos testes básicos estão estreitamente interligados. Este capítulo também dispensa particular atenção à capacidade, seleção, controle da velocidade e manutenção

das máquinas elétricas. O capítulo final sobre transformadores está intimamente ligado e refere-se aos capítulos prévios sobre alternadores e rendimento, para salientar as semelhanças e unificar a apresentação. Este capítulo também inclui conversões polifásicas de ordem superior para elevadas exigências de potência CC.

Conforme já se fez notar antes, a ênfase do trabalho, calcada em 25 anos de experiência didática do autor, está dirigida ao estudo por conta própria. O resultado disso é um material de texto um tanto mais detalhado, exemplos ilustrativos indicando solução dos problemas, e muitas questões específicas destinadas a motivar o leitor. Também daí decorre a vantagem da diminuição da carga do trabalho do professor, transferindo mais responsabilidade para o aluno no processo de aprendizado. Conseqüentemente isto libera o professor para pôr mais ênfase naqueles aspectos da matéria em que ele sente que há necessidade de ênfase e estudo aprofundado, e naqueles tópicos particulares em que os alunos precisam de ajuda. Além disso, devido ao seu aspecto de autodidatismo, o presente trabalho é indicado para um curso de dois semestres, ou de um semestre, neste campo. No último caso, o professor pode especificar capítulos específicos, e/ou seções dentro dos capítulos, como representativos do delineamento do curso, com a recomendação preliminar de que o aluno leia todo material explanatório periférico de que venha a necessitar em outras seções dos capítulos, para alargar e aperfeiçoar seus conhecimentos.

Agradecemos e apresentamos nosso reconhecimento à equipe da Prentice-Hall, em geral, e a Steven Bobker em particular, por sua supervisão cuidadosa na produção do manuscrito e por muitas sugestões proveitosas, de que resultou a presente forma do livro. O autor também agradece o encorajamento e auxílio de Matthew Fox, Editor executivo, e de Edward Francis, Editor de tecnologia eletrônica.

Como sucedeu com meus outros livros e com o trabalho editorial, minha esposa, Ruth, contribuiu significativamente de maneira direta na leitura das provas e na indexação deste livro, e de maneira indireta com seu encorajamento, paciência e compreensão em todos os muitos dias de solidão e isolamento necessários para produzir este trabalho.

Irving L. Kosow

Cidade de Nova Iorque, 1971

sumário

UM

fundamentos de eletromecânica

Durante muitos anos, os campos da geração e da conversão da potência elétrica ocuparam um lugar sem destaque na opinião pública, em comparação aos campos mais atraentes das válvulas eletrônicas e dos transístores. Os engenheiros eletricistas, cientistas, professores e seus alunos consideravam a potência elétrica um campo estéril de estudo, com falta de desafio, oportunidade ou mesmo interesse. Ainda assim, numerosos estudos, americanos e internacionais que estimaram as reservas de combustíveis fósseis dos Estados Unidos (carvão, gás e petróleo, responsáveis por 96% do seu suprimento de energia), seu crescimento populacional, e seu crescente padrão de vida predisseram uma reserva estimada otimista de combustível de 230 anos e uma reserva estimada pessimista de 23 anos.[1] São apontadas novas fontes de energia, bem como métodos mais eficientes de sua conversão. O problema repercute mundialmente.* As explorações insaciáveis do homem nas profundezas do oceano e no espaço começaram a estimular a investigação de outros meios de conversão de energia (solar, bioquímica, química e nuclear). Mas, seja qual for o método de geração de energia, parece que, uma

[1]HUTCHESON, J. A. Engineering for the future. *Journal of Engineering Education,* 602-7, Apr. 1960.

*A crise energética de 1973 pode ser encarada como um alerta para o problema.

vez que a eletricidade é a única forma de energia cujo controle, utilização e conversão em outras formas é relativamente fácil, ela provavelmente continuará a ser a forma principal de energia utilizada pelo homem. Parece então que este é um campo em relação ao qual devemos continuar a experimentar os desafios e as respectivas recompensas.

Este texto preocupa-se principalmente com a utilização, controle e conversão eletromecânica da energia, bem como a sua transmissão e distribuição. Independentemente de quais meios exóticos ou sofisticados de geração elétrica venham a ser descobertos no futuro, os princípios da conversão e utilização da eletricidade devem ainda ser fomentados, analisados e desenvolvidos.

1-1. CONVERSÃO ELETROMAGNÉTICA DE ENERGIA

A primeira indicação da possibilidade de intercâmbio entre energia elétrica e mecânica foi apresentada por Michael Faraday em 1831. Esta descoberta é considerada por alguns como o maior avanço individual no progresso da ciência para atingir o aperfeiçoamento final da humanidade. Deu início ao gerador e ao motor elétrico, ao microfone, ao alto-falante, ao transformador, ao galvanômetro e, de fato, a praticamente todos os dispositivos cujos princípios e características serão considerados neste volume. (V. Seç. 1-3.)

A conversão eletromagnética de energia, como a entendemos hoje, relaciona as forças elétricas e magnéticas do átomo com a força mecânica aplicada à matéria e ao movimento. Como resultado desta relação, a energia mecânica pode ser *convertida* em energia elétrica, e vice-versa, através das *máquinas elétricas.* Embora esta conversão possa também produzir outras formas de energia como calor e luz, para a maioria dos usos práticos avançou-se até um estágio onde as perdas de energia reduziram-se a um mínimo e uma conversão relativamente direta é conseguida em qualquer das direções. Assim, a energia mecânica de uma queda-d'água é facilmente convertida em energia elétrica através de um *alternador;* a energia elétrica produzida é *transformada,* por conversão eletromagnética de energia, numa tensão mais elevada para transmissão a longas distâncias e, em algum ponto terminal, é *transformada* novamente para distribuição numa subestação, onde, a partir de um centro de carga, se distribuirá energia elétrica a consumidores específicos como fazendas, fábricas, residências e estabelecimentos comerciais. Nestas aplicações individuais, a energia elétrica pode, mais uma vez, ser *convertida* em mecânica através dos motores, em energia térmica através de estufas elétricas, em energia luminosa através do uso de lâmpadas elétricas, e em energia química através do uso de técnicas e processos eletroquímicos; ou pode ser convertida a outras formas de energia elétrica, pelo uso de conversores rotativos, retificadores e conversores de freqüência. A energia elétrica produzida através desta conversão eletromecânica de energia pode ser reconvertida várias vezes através de dispositivos apresentados neste livro, antes que a energia seja finalmente convertida à forma que realizará o *trabalho útil.*

Este capítulo preocupa-se apenas com os fundamentos e as relações existentes entre energia elétrica e energia mecânica.

1-2. RELAÇÕES EXISTENTES ENTRE INDUÇÃO ELETROMAGNÉTICA E FORÇA ELETROMAGNÉTICA

Foram descobertos certos fenômenos eletromagnéticos naturais que relacionam as energias elétrica e mecânica. A relativa facilidade com que se processa tal conversão de energia é devida, de fato, ao conhecimento dessas relações. Para a maioria das aplicações usuais, a conversão de energia elétrica em mecânica, e vice-versa, pode ser considerada como uma reação reversível. À medida que o processo deixa de ser completamente reversível e outras formas indesejáveis de energia são nele produzidas (tais como energias térmica, luminosa e química), resultam perdas de energia do sistema eletromecânico. O assunto das perdas de energia e do rendimento é tratado no Cap. 12. A descrição dos fenômenos eletromagnéticos, a seguir apresentada, pressupõe completa conversão eletromecânica de energia.

Talvez os efeitos eletromagnéticos mais importantes sejam os relativos à força mecânica aplicada a um corpo (isto é, uma massa consistindo de partículas carregadas, principalmente prótons e elétrons, em movimento, resultando no movimento daquele corpo) em presença de campos elétricos e magnéticos.[2]

Há quatro desses efeitos a serem considerados aqui. Os dois primeiros são mencionados brevemente. Os dois últimos são o assunto deste capítulo. Estes fenômenos envolvidos na conversão eletromecânica de energia são:

1. A força de atração que existe entre as placas (opostas) carregadas de um capacitor. Esta força é mecânica por natureza; pois, se uma amostra de dielétrico fosse colocada entre as placas, ela tenderia a mover-se em direção à parte do campo elétrico onde a densidade é maior. O campo elétrico age, assim, sobre uma amostra do dielétrico, de modo a manter um campo eletrostático (elétrico) de densidade máxima. Por esta razão, se a amostra tiver forma irregular, alinhar-se-á com seu eixo mais extenso (ou com máxima massa) paralelamente ao campo. Assim, partículas de mica dispersas numa superfície se alinham na presença de um campo elétrico.
2. O princípio da relutância: uma força mecânica é exercida sobre uma amostra de material magnético localizado em um campo magnético. A força tende a agir sobre o material de modo a levá-lo para a posição onde o campo magnético tem a maior densidade. Se a amostra for irregular, tenderá a se alinhar de forma a produzir uma relutância magnética mínima e, conseqüentemente, uma densidade máxima de fluxo. Assim, limalhas de ferro se alinham, em presença de um campo magnético, paralelamente à direção do campo. (Seçs. 8-17 e 8-27.)
3. Indução eletromagnética. (V. Seç. 1-3.)
4. Força eletromagnética. (V. Seç. 1-16.)

---

[2]Certos efeitos termelétricos, galvanomagnéticos e termomagnéticos (por exemplo, os efeitos de Hall, Ettingshausen, Nernst, ou Righi-Leduc) não envolvem uma força aplicada a um corpo condutor ou movimento de um tal corpo, mas servem para relacionar os campos elétricos e magnéticos às propriedades da matéria. No efeito de Hall, por exemplo, uma corrente elétrica longitudinal (produzida por um campo elétrico longitudinal) produzirá, na presença de um campo magnético perpendicular, um campo elétrico transversal. Como não há movimento envolvido, este efeito não é considerado um fenômeno de energia eletromecânica. Estes efeitos, excluindo o princípio do transformador, são estranhos ao objetivo deste texto e não serão considerados.

1-3. LEI DE FARADAY DA INDUÇÃO ELETROMAGNÉTICA

Anteriormente à descoberta de Faraday, uma tensão era gerada num circuito através de uma ação química, como a que ocorre numa pilha ou numa bateria de acumuladores. A incomparável contribuição da descoberta de Faraday, em 1831, foi a geração de uma tensão através do movimento relativo entre um campo magnético e um condutor da eletricidade. Faraday chamou esta tensão de "induzida", porque ocorria apenas quando havia movimento relativo entre o condutor e um campo magnético, sem contato "físico" efetivo entre eles. O dispositivo verdadeiro de Faraday assemelha-se ao que aparece na nota de rodapé 8, mas o princípio da indução eletromagnética é talvez mais compreensível a partir do diagrama mostrado na Fig. 1-1.

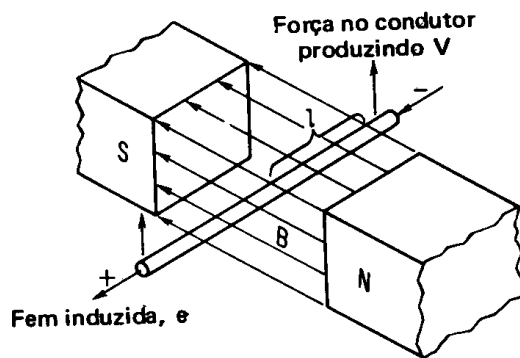



Fig. 1-1 — Condutor de comprimento *l* movendo-se em um campo magnético *B*, para gerar uma fem.

A afirmativa geral da lei de Faraday pode ser a que se segue.

> O valor da tensão induzida em uma simples espira de fio é proporcional à razão de variação das linhas de força que passam através daquela espira (ou se concatenam com ela).

Neumann, em 1845, quantificou esta afirmativa em uma equação, na qual o valor da força eletromotriz (fem) induzida gerada era diretamente proporcional à razão de variação do fluxo concatenado.

$$E_{med} = \frac{\phi}{t} \text{ abvolts} = \frac{\phi}{t} \times 10^{-8} \text{ V} \tag{1-1}$$

onde E_{med} é a tensão média gerada em uma única espira (volts/espira)
ϕ é o número de maxwells ou linhas de força magnética concatenadas pela espira durante*
t o tempo em segundos no qual ϕ linhas são "concatenadas"
10^8 é o número de linhas que uma espira deve concatenar por segundo para que seja induzida uma tensão de 1 volt.

Do estabelecido acima e da equação, é bastante evidente que uma fem induzida gerada pode ser aumentada através do aumento da força do campo magnético (isto é, do número de linhas do fluxo em movimento com relação ao condutor), ou da diminuição do tempo durante o qual ocorre a variação no fluxo concatenado (isto é, um aumento na velocidade ou no movimento relativo entre o condutor e o campo magnético).

1-4. FATORES QUE AFETAM O VALOR DA FEM INDUZIDA

A quantificação de Neumann da lei de Faraday, como estabelecida na Eq. (1-1), mantém-se verdadeira apenas quando o circuito magnético é fisicamente o mesmo do começo ao fim e durante o período em que ocorrem as variações do fluxo concatenado. Em máquinas elétricas rotativas, entretanto, a variação do fluxo que concatena cada espira individual devido à rotação (quer da armadura, quer do campo) não é claramente definida ou facilmente mensurável. É mais conveniente portanto, expressar esta razão de variação em função de uma densidade média de fluxo (suposta constante) e da velocidade relativa entre este campo e um condutor singelo movendo-se através dele. Na Fig. 1-1, para o condutor *de comprimento ativo l*, a fem induzida instantânea pode ser expressa como[3]

$$e = Blv \ 10^{-8} \text{ V} \tag{1-2}$$

onde B é a densidade de fluxo em gauss (linhas/cm^2) ou em linhas/pol^2
l é o comprimento da porção ativa do condutor que concatena o fluxo em cm ou em polegadas
v é a velocidade relativa entre o condutor e o campo em cm/s ou em pol/s.

Em unidades práticas ou inglesas a Eq. (1-2) pode ser expressa como

$$e = \frac{1}{5} \ Blv \ 10^{-8} \text{ V} \tag{1-3}$$

*O sistema de unidades utilizado pelo autor é o sistema CGS, donde o aparecimento do fator 10^{-8}.

[3]A Eq. (1-2) pode ser derivada da Eq. (1-1), da seguinte maneira: se o condutor da Fig. 1-1 se movimenta de uma distância ds no tempo dt, a alteração no fluxo concatenado pode ser expressa como $d\phi = -Bl\,ds$. Mas, desde que $e = -(d\phi/dt)\,10^{-8}$V, então por substituição $e = Bl(ds/dt)\,10^{-8}$V. Mas como ds/dt é igual à velocidade v do condutor em relação ao campo magnético, $e = (Blv)\,10^{-8}$V.

onde B é a densidade de fluxo em linhas/pol^2
l é o comprimento em polegadas da porção ativa do condutor que concatena o fluxo
v é a velocidade em pés/minuto
10^{-8} é o número de linhas que um condutor simples deve concatenar por segundo, a fim de induzir uma tensão de 1 V.

Se ambas, a densidade de fluxo B e a velocidade relativa do condutor ou do campo, são uniformes e constantes, então os valores instantâneo e médio da fem induzida são os *mesmos.* Tanto a Eq. (1-1) como a Eq. (1-3) podem ser usadas, levando aos mesmos resultados, como mostra o Ex. 1-1.

EXEMPLO 1-1 Um condutor singelo, de 18 polegadas de comprimento, é movido por uma força mecânica perpendicularmente a um campo magnético uniforme de 50.000 linhas/pol^2, cobrindo uma distância de 720 polegadas em 1 segundo. Calcule:
a. A fem induzida instantânea usando a Eq. (1-3).
b. A fem induzida média usando a Eq. (1-1).

Solução:

a. $$e_{\text{inst}} = 1/5\ Blv \times 10^{-8}\ \text{V} \qquad (1\text{-}3)$$

$$= 1/5 \left(50.000\ \frac{\text{linhas}}{\text{pol}^2}\right)(18\ \text{pol})\left(\frac{720\ \text{pol}}{\text{s}} \times 60\ \frac{\text{s}}{\text{min}} \times \frac{1\ \text{pé}}{12\ \text{pol}}\right) \times 10^{-8}\ \text{V} = \mathbf{6{,}48\ V}$$

b. $$\phi = BA = (50.000\ \text{linhas/pol}^2)(720\ \text{pol} \times 18\ \text{pol}) = 6{,}48 \times 10^8\ \text{linhas}$$

$$e_{\text{med}} = \frac{\phi}{t} \times 10^{-8}\ \text{V} = \frac{6{,}48 \times 10^8\ \text{linhas}}{1\ \text{s}} \times 10^{-8}\ \text{V} = \mathbf{6{,}48\ V} \qquad (1\text{-}1)$$

As equações precedentes, entretanto, estão sujeitas a uma série de particularidades que não podem ser desprezadas. Na Fig. 1-1 supôs-se que

1. O campo tem densidade de fluxo uniforme B.
2. A força aplicada para movimentar quer o campo, quer o condutor, quer ambos, produzirá um movimento relativo uniforme entre eles.
3. O condutor, o campo e o sentido no qual o condutor se move em relação ao campo são mutuamente perpendiculares (ortogonais).

Na sua maior parte, as máquinas comerciais são projetadas de modo que as duas primeiras suposições possam ser consideradas verdadeiras para todos os casos práticos. Mesmo quando houver alteração na condição de carga, tão logo esta ocorra, pode-se imaginar que as novas densidades de fluxo e velocidade permanecerão constantes enquanto a dada condição de carga permanecer constante. A terceira hipótese será discutida brevemente a seguir. Antes de considerá-la, entretanto, seria de bom alvitre dar-se atenção a certas implicações da Eq. (1-3). Se, por exemplo, qualquer termo desta equação for reduzido a zero, digamos que

seja a densidade de fluxo B ou a velocidade v, então a fem induzida no condutor l será também nula. A fim de induzir uma fem em um condutor dado é, pois, necessário que haja uma *variação contínua* das ligações do fluxo, isto é, requer-se algum movimento de modo que "novas" linhas de força concatenem o condutor, ou vice-versa.

Para um dado comprimento ativo de condutor, o produto Bv na Eq. (1-3) representa a razão de variação de fluxo concatenado da qual depende o valor da fem induzida num dado condutor de comprimento l. Aumentando ou a densidade de fluxo ou a velocidade relativa (ou ambas) aumentará a razão da variação do fluxo concatenado e, por sua vez, a fem induzida num dado condutor. É também claramente evidente que um aumento no comprimento total do condutor não aumentará a fem, uma vez que permaneça inalterado o comprimento *ativo* do mesmo. O comprimento ativo l pode ser aumentado (1) usando-se pólos de campo maiores ou pólos em maior número, ou (2) bobinando o condutor sobre si mesmo, de modo que vários comprimentos ativos sejam ligados em série e apresentados ao campo magnético de tal modo que todos se movem no mesmo sentido. Mais adiante se verá que ambos os métodos são utilizados nas máquinas comerciais.

Constatou-se que a Eq. (1-3), que representa a fem induzida para um condutor singelo mostrado na Fig. 1-1 e ilustrado no exemplo acima, é um caso especial ou ideal da fem induzida (observe-se a hipótese 3). A Eq. (1-3) não leva em conta o fato de que o condutor pode não estar perpendicular ao campo magnético e que seu movimento pode não ser perpendicular a ele. Ambas as possibilidades ocorrem na operação de máquinas comerciais e seu efeito conseqüente no valor da fem induzida deve ser considerado.

O caso especial de um condutor movimentando-se em ângulos retos a um campo magnético é mostrado na Fig. 1-1, e esta condição de mútua ortogonalidade é também representada na Fig. 1-2a. Para quaisquer campo magnético, com-

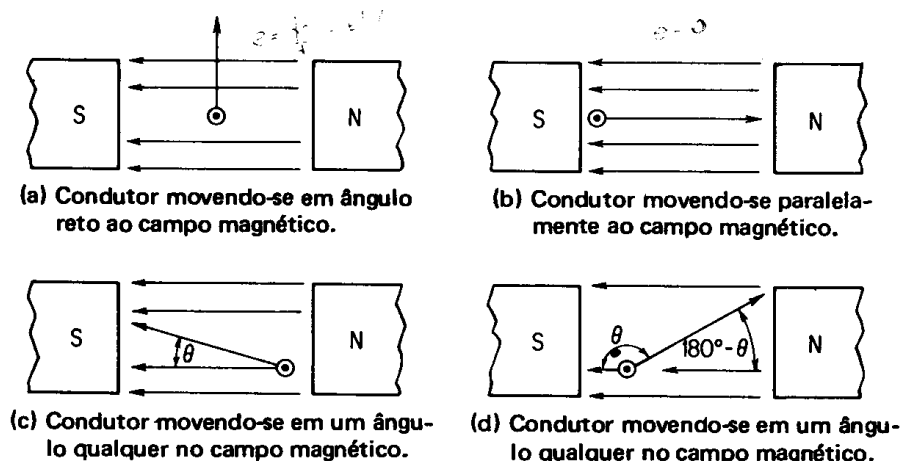



Fig. 1-2 — Efeito de variação do fluxo concatenado na fem induzida em um condutor.

primento de condutor ativo e velocidade do condutor dados, a fem induzida no condutor da Fig. 1-2a é expressa pelas Eqs. (1-1) e (1-3).

Considere-se, entretanto, o condutor mostrado na Fig. 1-2b que se move à mesma velocidade num campo de igual valor, mas numa direção *paralela* ao campo magnético. A fem induzida neste condutor é zero, uma vez que a razão de variação do fluxo concatenado é zero, isto é, o condutor não concatena novas linhas de força ao mover-se paralelamente ao campo magnético. Desde que o produto Bv na Eq. (1-3) representa a razão de variação do fluxo concatenado, é evidente que esta expressão deve ser igual a zero. Mas a densidade de fluxo e a velocidade são, respectivamente, as mesmas em ambas as Figs. 1-2a e 1-2b, embora no caso anterior a fem seja máxima e no último caso seja nula. Uma vez que se supõe inalterado o comprimento ativo do condutor, é óbvio que o produto Bv deve ser multiplicado por algum fator que leve em conta a diferença na razão de variação de fluxo concatenado produzida por uma mudança na direção do condutor. Pode-se quase intuitivamente inferir que este fator é uma função senoidal, uma vez que é zero a zero graus, e máximo a 90°. Para a fem induzida em *qualquer* condutor em movimento em *qualquer* sentido com respeito ao campo magnético (de referência)[4], como mostra a Fig. 1-2c,

$$e = \frac{1}{5}\ [Blv \text{ sen } (B, v)]\ 10^{-8} \text{ ou } \frac{1}{5}\ (Blv \text{ sen } \theta)\ 10^{-8}\text{ V} \qquad (1\text{-}4)$$

onde todas as quantidades são as mesmas da Eq. (1-3) e onde θ é o ângulo formado por B e v, tomando-se B como referência.

EXEMPLO 1-2: O condutor do Exemplo 1-1 é acionado por uma máquina primária à mesma velocidade, mas a um ângulo de 75° com relação ao mesmo campo (em vez de 90°). Calcule a fem induzida instantânea (e a média).

Solução:

$$e = 1/5\ Blv \text{ sen } \theta \times 10^{-8}\text{ V} \qquad (1\text{-}3)$$
$$= 1/5\ (50.000 \text{ linhas/pol}^2)\ (18 \text{ pol})\left(\frac{720}{12} \times 60 \text{ pés/min}\right) \text{sen } 75° \times 10^{-8}\text{ V} =$$
$$= 6{,}48 \times \text{sen } 75°\text{ V} = 6{,}25\text{ V}$$

Chama-se atenção para o fato de que B é tomado como referência na Eq. (1-4) e na nota de rodapé 4. Como mostra a Fig. 1-2b, θ não é zero, mas efetivamente 180° (embora Bv sen θ seja zero, desde que o seno de 180° é zero). Na Fig. 1-2d, θ é maior que 90° como se mostra, mas o sen θ tem o mesmo valor do sen $(180° - \theta)$.

O caso de um condutor movendo-se perpendicularmente ao campo magnético, mas guardando um ângulo ϕ (diferente de 90°) com relação a ele, é tratado de forma semelhante ao Ex. 1-2 acima. Veja-se Eq. (1-4) e a nota de rodapé.

---

[4]Pode surgir um problema, onde nenhum dos fatores, B, l ou v sejam mutuamente perpendiculares. A Eq. (1-3) pode ser multiplicada pelos senos dos ângulos entre cada par de quantidades B, v e B, l usando-se B como referência:

$$e = Blv \text{ sen } (B, v) \text{ sen } (B, l) = Blv \text{ sen } \theta \text{ sen } \phi$$

onde θ é o ângulo entre B e v, e
ϕ é o ângulo entre B e l

1-5. SENTIDO DA FEM INDUZIDA — REGRA DE FLEMING

Deve-se notar que, quando um condutor se movimenta num sentido *ascendente*, como se mostra na Fig. 1-2c, a partir de uma posição abaixo à direita para uma posição acima à esquerda, de maneira que θ seja menor que 90°, a fem induzida e terá a mesma direção (e polaridade) que a mostrada na Fig. 1-2d, onde θ é maior que 90°. Desde que sen θ é positivo para todos os ângulos entre 0 e 180°, e da Eq. (1-4) é positiva para todos os sentidos com relação a B, de 0° a 180°, isto é para um movimento ascendente genérico do condutor. Semelhantemente, se a força aplicada ao condutor tende a movê-lo *descendentemente*, como mostra a Fig. 1-3b, o sentido da fem induzida será oposto ao mostrado na Fig. 1-2. Uma vez que sen θ é negativo para todos os ângulos entre 180° e 360°, θ da Eq. (1-4) é negativo para todos os sentidos genericamente descendentes. Se o campo magnético, entretanto, fosse invertido, também o seriam as polaridades. Assim, a referência básica para a polaridade e para o ângulo θ na Eq. (1-4) é o sentido do campo magnético.

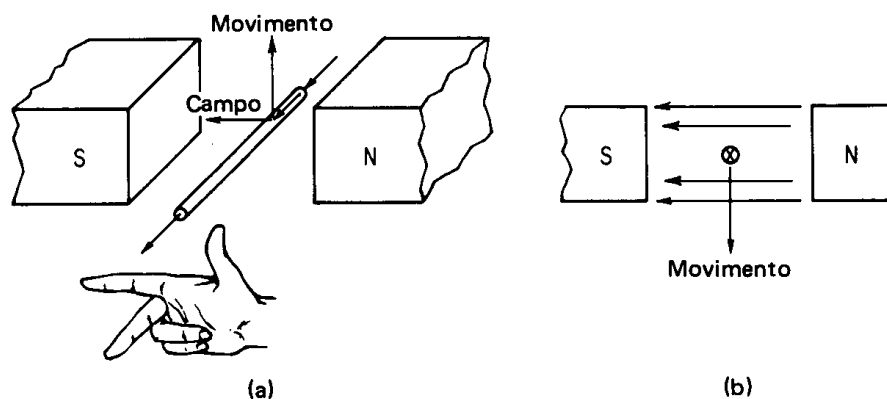



Fig. 1-3 — Regra da mão direita, de Fleming, para o sentido da fem induzida (corrente convencional).

A relação entre os sentidos da fem induzida, do campo magnético e do movimento de um condutor é convenientemente representada e relembrada pela regra de Fleming, mostrada na Fig. 1-3a. Quando é empregada corrente convencional[5] para determinar-se o sentido da fem gerada, pode-se chamar a regra de Fleming de "regra da mão direita", como mostra a Fig. 1-3a.

A regra de Fleming da mão direita pressupõe que o campo está estacionário e que o condutor se move em relação a este campo estacionário (de referência). Uma vez que a fem induzida depende do movimento relativo entre condutor e campo, ela pode ser aplicada no caso de um condutor estacionário e de um campo móvel, mas fazendo a suposição de que o condutor se movimenta em sentido oposto. Desde que o polegar na Fig. 1-3a mostre o sentido do movimento relativo ascen-

[5]Neste texto, utiliza-se a corrente convencional. Todas as regras da mão esquerda e da mão direita devem, pois, ser invertidas, se o leitor desejar usar o sentido do fluxo eletrônico.

dente apenas do condutor, o sentido da fem induzida na figura representará o movimento descendente de um campo em relação a um condutor estacionário. Usando o polegar para representar o movimento do condutor, o indicador para representar o sentido do campo magnético, e o dedo médio para representar a fem induzida, o leitor pode verificar o sentido da fem induzida da Fig. 1-3b, que é oposta à da Fig. 1-3a devido ao fato de se ter invertido seu sentido.

1-6. LEI DE LENZ

Sumariamente, deve-se notar que a lei de Faraday, da indução eletromagnética, é apenas um dos efeitos eletromecânicos que relaciona a força mecânica aplicada a um corpo com o campo eletromagnético, conforme se discutiu na Seç. 1-2. Enquanto, nos parágrafos anteriores, se deu ênfase ao movimento e ao sentido do movimento, deve-se atentar que o movimento de um condutor num campo magnético é o resultado de uma força mecânica (trabalho) aplicada ao condutor. A energia elétrica produzida pela indução eletromagnética requer, pois, um dispêndio de energia mecânica de acordo com a lei da conservação da energia. A energia para a indução eletromagnética não é fornecida pelo campo magnético, como se poderia supor, uma vez que não se altera nem se destrói o campo durante o processo.

Os sentidos da fem e da corrente induzidas no condutor, representadas nas Figs. 1-2 e 1-3, guardam uma relação definida com a variação no fluxo concatenado que as induz. Esta relação é estabelecida pela lei de Lenz[6]:

> Em todos os casos de indução eletromagnética, uma fem induzida fará com que a corrente circule em um circuito fechado, num sentido tal que seu efeito magnético se oponha à variação que a produziu.

Esta formulação da lei de Lenz implica em ambos (1) uma causa e (2) um efeito opondo-se à causa. A causa envolvida não é necessariamente o movimento do condutor resultante de uma força mecânica, mas uma *variação do fluxo concatenado.* O efeito envolvido é uma corrente (devida a uma fem induzida) cujo campo *se opõe* à causa. Assim, em todos os casos de indução eletromagnética, sempre quando ocorre uma variação no fluxo concatenado, uma tensão é induzida, a qual tende a estabelecer uma corrente numa direção tal que produza um campo

[6]Em 1833, Heinrich Lenz informou que "a ação eletrodinâmica de uma corrente induzida opõe-se igualmente à ação mecânica que a induziu". Deve-se notar que a lei de Lenz é realmente uma extensão do princípio de Le Chatelier. Este estabelece que as forças naturais existem em equilíbrio, de tal modo que se opõem a qualquer alteração neste equilíbrio. A terceira lei do movimento, de Newton, é derivada igualmente deste princípio: a toda ação, corresponde uma reação igual e oposta. Mais ainda, a lei da conservação da energia está implícita na lei de Lenz, uma vez que se requer energia mecânica para a produção de energia elétrica por ação eletromagnética. Assim, é apenas quando a força vence a resistência que a energia é gasta.

em oposição à variação do fluxo que concatena as espiras do circuito. Encarado desta maneira, surgirá um conceito da lei de Lenz que satisfaz todos os casos de fem induzida, aplicando-se inclusive a transformadores e motores de indução, bem como da fem induzida em motores e geradores CC.

Pode-se também mostrar que a propriedade da indutância é um efeito e um resultado da lei de Lenz (que estabelece que a tensão gerada em um condutor pela variação do fluxo concatenado estabelecerá uma corrente, cujo campo magnético associado tende a opor-se à variação do fluxo que concatena o condutor). De fato, quando um circuito ou seu componente possui a propriedade de opor-se a qualquer variação de corrente em si, esta propriedade é chamada de *indutância* e a fem induzida é chamada *fem de auto-indução.* Isto é discutido mais amplamente no Cap. 2, Eq. (2-2) e no Cap. 13.

Considere-se o condutor mostrado na Fig. 1-4a como um gerador elementar, que é acionado por uma máquina primária na direção ascendente, conforme se mostra. Se uma carga elétrica é ligada a este gerador elementar, a corrente tenderá a circular no condutor, no mesmo sentido da fem, produzindo em torno do condutor um campo magnético como mostra a Fig. 1-4b. O campo magnético, de sentido anti-horário, que circunda o condutor, repele o campo magnético acima dele e atrai o campo magnético abaixo dele (isto é, a corrente induzida produz um campo que se opõe ao movimento que a ocasionou). A tendência do campo magnético é, pois, de tal natureza, pela lei de Lenz, que se opõe ao movimento ascendente do condutor.

Fig. 1-4 — Ilustração da lei de Lenz.

No caso de um gerador elementar, a energia elétrica é consumida apenas quando uma carga completa o percurso, de modo que a corrente circula devido à fem induzida. Mas o campo produzido por esta corrente de carga atua de modo a reagir com o campo magnético do gerador e, assim, opor-se à máquina primária que aciona o gerador. Quanto mais energia elétrica for solicitada pela carga, mais forte será o campo produzido pela corrente do condutor e em oposição ao movimento da máquina primária que aciona o gerador. Quanto maior for a quantidade de energia elétrica que se solicita do gerador, portanto, maior será a oposição produzida pela interação do campo, e tanto mais energia mecânica é necessária para acionar o gerador. Inversamente, se o gerador elementar não fornece corrente de carga, não se produz campo em torno do condutor, por não haver corrente induzida; e, teoricamente, não se requer energia da máquina primária. Novamente, de acordo com a lei da conservação da energia, o trabalho é feito apenas para vencer uma resistência.

1-7. GERADORES ELEMENTARES

É desnecessário dizer-se que os geradores mostrados nas Figs. 1-1 até 1-4 e discutidos nos parágrafos anteriores são praticamente inviáveis, por numerosas razões. Uma destas razões é que tais geradores necessitariam uma máquina primária que comunicasse um movimento linear ou alternativo ao condutor. As máquinas primárias comerciais fornecem movimento rotativo aos geradores elétricos comerciais (incluindo aqueles, tais como as máquinas a vapor, que produzem movimentos alternativos). Os condutores da maioria dos geradores comerciais giram, pois, em torno de um eixo central. Uma vez que o movimento rotativo ocorre em todos os casos das máquinas elétricas, torna-se necessário estabelecer uma equação para a fem induzida em termos de movimento rotativo (em vez do linear). Esta equação é desenvolvida na Seç. 1-14.

Embora as máquinas elétricas comerciais tenham muitas bobinas, cada uma consistindo de muitos condutores individuais e espiras ligadas em série, é conveniente extrapolar-se seu comportamento a partir de uma bobina elementar de espira única (uma espira com dois condutores), girando no sentido horário num campo bipolar, como mostra a Fig. 1-5a. A direção da fem induzida em cada condutor ou lado de bobina pode ser determinada pela regra da mão direita, de Fleming, ou pela lei de Lenz, como descrito na Seç. 1-8. A polaridade da fem de um gerador elementar será definida na Seç. 1-9, e a natureza da forma de onda da fem será determinada na Seç. 1-10.

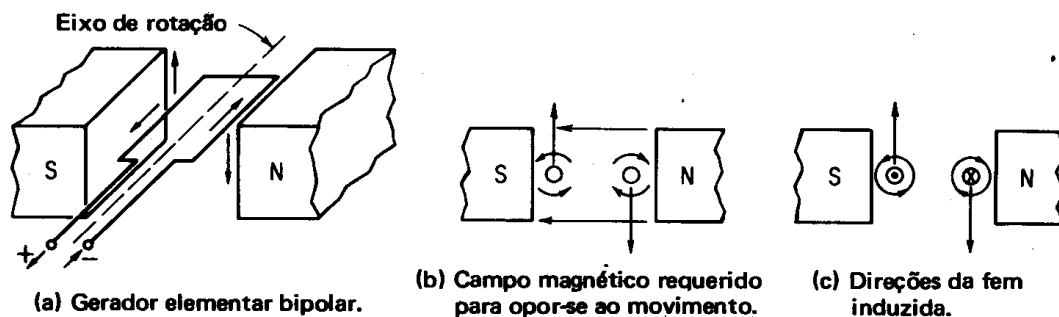



Fig. 1-5 — Prova da regra da mão direita, de Fleming, através da lei de Lenz.

1-8. PROVA DA REGRA DE FLEMING DA MÃO DIREITA, POR MEIO DA LEI DE LENZ

E interessante notar-se que a direção da fem induzida para um condutor específico, em movimento num dado campo magnético, pode também ser verificada através da lei de Lenz. Esta técnica requer o uso da "regra do saca-rolhas da mão direita" para a direção do fluxo ao redor do condutor pelo qual circula a corrente[7], bem como da lei de Lenz. O movimento ascendente do condutor

[7]JACKSON, H. W. *Introduction to electric circuits*. 3. ed. Englewood Cliffs, N. J., Prentice-Hall, 1970. Sec. 8-4.

do lado *esquerdo*, mostrado na Fig. 1-5b, produziria uma fem e uma corrente cujo campo magnético opor-se-ia ao movimento ascendente do condutor. Este método de verificação indaga: "Que tipo de campo magnético opor-se-á ao movimento do condutor?" O raciocínio indica que um campo magnético de sentido anti-horário opor-se-á ao movimento do condutor, uma vez que um tal campo produz repulsão acima do condutor e atração abaixo do condutor. Linhas de força na mesma direção produzem repulsão e em direções opostas produzem atração.

No caso do condutor que está do *lado direito*, como mostra a Fig. 1-5b, uma vez que o condutor se move descendentemente, o campo em torno do mesmo requereria atração acima do condutor e repulsão abaixo dele, para que houvesse oposição ao movimento do condutor, pela lei de Lenz. Isto é conseguido através de um campo magnético com o sentido horário, em torno do condutor da direita. Note-se que a Fig. 1-5c concorda com a regra de Fleming da mão direita, na determinação do sentido da fem induzida. Note-se também que, desde que ambos os condutores estão no *mesmo* campo magnético, mas movimentando-se em sentidos *opostos*, as fem e os campos magnéticos resultantes produzidos pela corrente no condutor são inversos um em relação ao outro.

1-9. POLARIDADE DE UM GERADOR ELEMENTAR

Deve-se notar que a polaridade do gerador elementar bipolar da Fig. 1-5a mostra o condutor da esquerda como positivo e o da direita como negativo. Esta designação de polaridade pode causar alguma confusão, uma vez que o sentido convencional de circulação de corrente supõe-na como circulando do terminal positivo para o terminal negativo. Não há inconsistência nessa designação, entretanto, uma vez que o leitor se dê conta de que o condutor deve ser tratado como uma *fonte* de fem, ou seja, uma bateria. Se uma carga externa fosse ligada aos terminais mostrados na Fig. 1-5a, uma corrente circularia do terminal positivo, através da carga, até voltar ao terminal negativo da fonte. Desde que uma bobina de um gerador, e mesmo todo o gerador, é uma *fonte* de fem, a sua polaridade será sempre determinada pela direção da corrente que ele produzirá numa carga externa.

1-10. FEM SENOIDAL GERADA POR UMA BOBINA GIRANDO NUM CAMPO MAGNÉTICO UNIFORME À VELOCIDADE CONSTANTE

Se a bobina de uma só espira da Fig. 1-5 é posta a girar num campo magnético uniforme a uma velocidade constante, como mostra a Fig. 1-6a, a fem induzida num determinado lado da bobina variará com o seu movimento através das várias posições de 0 a 7, conforme mostra a figura.

Usando o lado *ab* da bobina como referência, note-se que, quando ele estiver na posição 0 da Fig. 1-6a, a fem induzida na bobina será zero, uma vez que o condutor *ab* (bem como o condutor *cd*) está se movimentando *paralelamente* ao campo magnético, sem experimentar a variação de fluxo. Quando o condutor

(a) Posições instantâneas de rotação à velocidade constante.

(b) Fem nas posições respectivas.

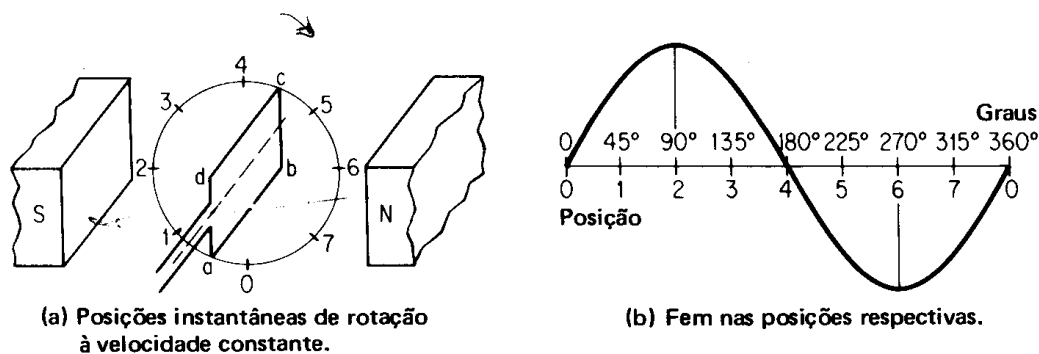



Fig. 1-6 — Fem gerada por uma bobina móvel num campo uniforme.

ab se movimenta para a posição 1, girando no *sentido horário*, ele corta o campo magnético uniforme num ângulo oblíquo de 45°. A fem induzida neste condutor em movimento ascendente, com respeito a uma carga externa, será positiva (pelo método descrito na Seç. 1-9) e seu valor será de aproximadamente 70,7 por cento da máxima tensão induzida [pela Eq. (1-4) onde θ é 45°]. A variação na tensão é mostrada graficamente na Fig. 1-6b, onde a fem é positiva na posição 1 e tem o valor aproximado indicado. Quando a bobina alcança 90°, posição 2, o condutor *ab* tem o máximo fluxo concatenado, uma vez que se move perpendicularmente ao campo magnético, e tem o máximo valor positivo mostrado na figura anterior e na Fig. 1-6b. A posição 3, que corresponde a um ângulo de 135°, leva a uma fem no lado *ab* da bobina idêntica à produzida na posição 1 [sen 135° = sen 45° na Eq. (1-4)], com polaridade positiva uma vez que o condutor ainda se movimenta ascendentemente, mas a variação do fluxo concatenado ocorre numa razão menor que a da posição 2. Quando o condutor *ab* alcança 180°, posição 4, a fem induzida é novamente zero. uma vez que não há variação de fluxo concatenado quando o condutor se movimenta paralelamente ao campo magnético. Na posição 5, correspondendo a 225°, a fem induzida no condutor *ab* tem a polaridade invertida, uma vez que *ab* agora se move *descendentemente* no mesmo campo magnético uniforme. A fem induzida aumenta até um máximo negativo a 270°, posição 6, e finalmente decresce, passando pela posição 7 e voltando a zero na posição 0.

Deve-se notar que a natureza da fem induzida em um condutor que gira num campo magnético é, ao *mesmo tempo*, senoidal e alternativa. Posteriormente, ver-se-á que uma fem alternada é produzida nos condutores de todas as máquinas girantes, quer CC quer CA. Observe-se que durante este processo não há fem induzida nos condutores *bc* ou *ad*, uma vez que eles não estão sujeitos a alterações do fluxo concatenado. Mesmo que estes condutores produzissem fem induzidas eles não contribuiriam para a fem da bobina, uma vez que eles se movimentam na *mesma* direção no *mesmo* campo e produziriam, portanto, fem iguais em oposição. Os lados da bobina *ab* e *cd*, entretanto, *auxiliam-se* mutuamente e a fem total produzida pela bobina é o dobro do valor representado na Fig. 1-6b. Deve-se notar que não se produz fem nas posições 0 e 4, conhecidas como *zonas neutras* ou *interpolares* da máquina.

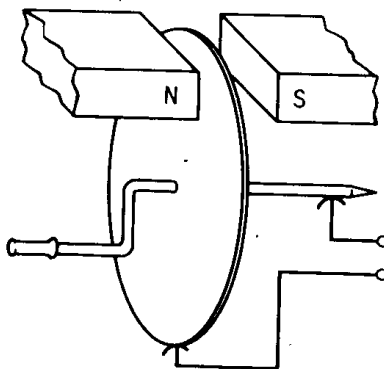
Deve-se enfatizar o fato de que uma *forma de onda senoidal* é produzida por um condutor girando em um *campo teoricamente uniforme*, como representado

na Fig. 1-6, no qual o entreferro não é constante devido às faces planas dos pólos. Se as sapatas polares fossem curvas, de modo que se produzisse um entreferro e uma densidade de fluxo mais uniformes (exceto nas regiões interpolares), a forma de onda da fem induzida tenderia a ser mais achatada, aproximando-se mais de uma onda quadrada que da senoidal (ver Fig. 1-8).

1-11. RETIFICAÇÃO POR MEIO DE UM COMUTADOR

Todas as máquinas elétricas girantes, independentemente de seu tipo ou propósito, geram correntes alternativas (CA), com a única exceção das *máquinas homopolares.*[8] A veracidade desta afirmativa advém da consideração da Fig. 1-6 e do fato de que as máquinas comerciais empregam muitos condutores que se movem com relação a pólos de polaridades magnéticas alternadas, N-S-N-S-N, etc. Cada vez que um condutor se movimenta na mesma direção sob um pólo de polaridade oposta, a direção da fem se inverte. Assim, se as extremidades dos condutores ativos da Fig. 1-6a fossem ligadas a um circuito externo por meio de anéis coletores, uma fem alternada passaria através do circuito, como mostra a Fig. 1-6b.

A fim de se converter a tensão alternada (CA) em unidirecional (CC), é necessário empregar-se um dispositivo de chaveamento mecânico, que é acionado pela rotação mecânica do eixo da máquina. Um tal dispositivo é o comutador elementar

[8]É bastante irônico notar-se que o primeiro gerador elétrico, descoberto por Michael Faraday e relatado em seu diário em 28 de outubro de 1831, foi de fato um *verdadeiro* gerador de CC, conhecido como *disco de Faraday*. Esta máquina é a única exceção entre todas as máquinas rotativas desenvolvidas após a primeira descoberta de Faraday do gerador e motor homopolares. A máquina consistia de um disco de cobre que girava num campo magnético permanente (bipolar). Quando se girava manualmente o disco, uma fem de corrente contínua pura era gerada entre o centro do

disco e sua circunferência externa. Ao contrário, se se aplicar uma tensão CC aos mesmos terminais, o disco gira como motor homopolar. Na experiência pessoal do autor como professor, vários de seus alunos "descobriram" independentemente o princípio homopolar. É finalmente interessante notar-se que o princípio da magneto-hidrodinâmica (MHD) é, na realidade, geração homopolar, na qual o condutor em movimento é um plasma ionizado. Este tipo de geração parece prestar-se à geração por fusão nuclear a temperaturas extremamente elevadas. Assim, parece que a partir da primeira descoberta, por Faraday, completou-se um ciclo completo e estamos de volta ao princípio do gerador homopolar novamente! Veja Seç. 11-4 para uma discussão posterior da máquina homopolar.

(a) Posições instantâneas da bobina para velocidade de rotação constante.

(b) Fem nas escovas e corrente de carga produzida pela comutação.

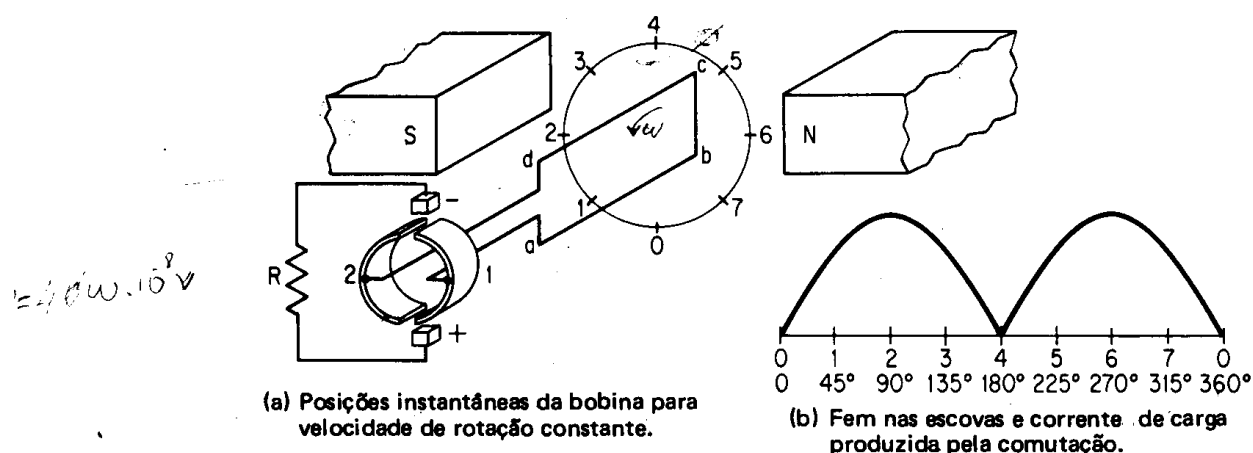



Fig. 1-7 — Gerador bipolar com comutador de dois segmentos.

mostrado na Fig. 1-7a. Consiste de dois segmentos, apoiados no eixo da armadura mas dela isolados, bem como isolados um do outro. Cada segmento do comutador do condutor é ligado, respectivamente, a um lado da bobina. Desde que os lados da bobina e os segmentos do comutador estão mecanicamente ligados ao mesmo eixo, a ação mecânica da rotação é a de reverter as ligações e a bobina da armadura a um circuito externo estacionário, no mesmo instante em que se inverte a fem induzida no respectivo condutor (isto é, quando o lado da bobina se desloca para um pólo de nome oposto).

Como mostram as Figs. 1-6 e 1-7, a fem induzida em um condutor *ab* é de polaridade positiva para os primeiros 180° de rotação (posições de 0 a 4), e de polaridade negativa para os outros 180° (posições de 4 a 0), usando-se o método desenvolvido na Seç. 1-8 para determinação da polaridade. Mas, na Fig. 1-7, o condutor *ab* está ligado ao segmento 1 do comutador e o condutor *cd* ao segmento 2. Para os primeiros 180° de rotação, portanto, a fem positiva produzida pelo condutor *ab* é ligada à escova estacionária positiva. Para os seguintes 180° de movimento, a fem negativa produzida pelo condutor *ab* está ligada à escova estacionária negativa. O mesmo efeito ocorre na ordem inversa para o condutor *cd*. Assim, a ação do comutador é de inverter simultaneamente as ligações ao circuito externo no mesmo instante em que se inverte o sentido da fem em cada um dos lados da bobina. Cada escova, positiva ou negativa, respectivamente, é mantida, pois, sempre na *mesma* polaridade. A Fig. 1-7b mostra a forma de onda da fem (e da corrente) produzida como resultado do processo acima para um ciclo completo (ou 360°) de rotação.

O comutador e os condutores mostrados na Fig. 1-7 (a) são representados em *seção transversal* na Fig. 1-8a. A posição ilustrada na Fig. 1-8a está deslocada de 90°, no sentido da rotação, em relação à mostrada na Fig. 1-7a. Note-se que as escovas de ambas as figuras estão *perpendiculares* ao eixo dos pólos, de modo que a *comutação* do condutor ocorre quando a bobina está *perpendicular* ao campo magnético (na chamada *zona neutra* ou espaço *interpolar*) ou na posição mostrada na Fig. 1-7a, onde não é induzida fem, como nos pontos 0 e 4 da

(a) Gerador elementar.

(b) Fem nas escovas produzida por uma bobina girando num campo magnético uniforme.

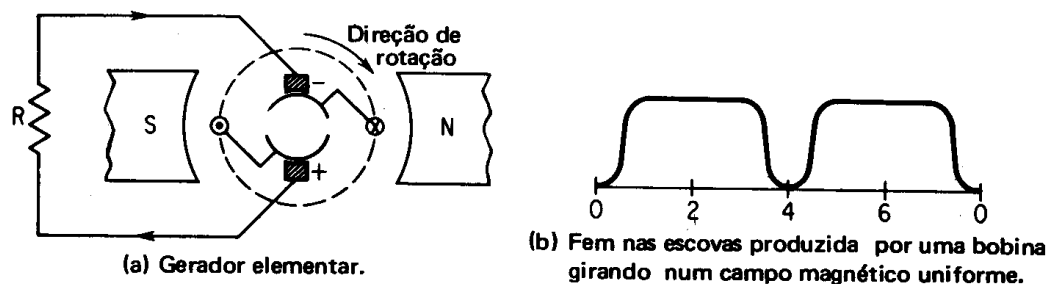



Fig. 1-8 — Gerador CC elementar.

Fig. 1-7b. Assim, na Fig. 1-7a não circula corrente no resistor de carga R no momento mostrado, enquanto que na Fig. 1-8a a corrente máxima está circulando na carga externa R. Note-se que as faces polares da Fig. 1-8a são *curvas*, a fim de produzir-se um campo magnético mais uniforme e, assim, melhorar a forma de onda, produzindo uma tensão CC (bem como uma corrente) de maior valor médio; com efeito, mantendo-se o valor máximo por um período maior do ciclo.

A corrente unidirecional pulsante, que tem um valor zero duas vezes por ciclo, como mostram as Figs. 1-7b e 1-8b, é dificilmente utilizável como alimentação CC comercial. A fem de saída pode ser tornada menos pulsativa pelo uso de um grande número de bobinas ou segmentos do comutador. O efeito de aumentar-se o número de bobinas e segmentos é mostrado na Fig. 1-9a e a forma de onda resultante é mostrada na Fig. 1-9b. Com apenas duas escovas e quatro segmentos, há agora quatro comutações mostradas como *a*, *b*, *c*, *d* na Fig. 1-9b, num ciclo de rotação completo (tempo de *t* a *t'*). Embora a fem resultante seja menos pulsante, este tipo particular de enrolamento (meia bobina, enrolamento aberto) não é empregado por várias razões. A principal desvantagem é que as fem geradas em cada bobina não se adicionam, porque as bobinas não estão ligadas em série. Note-se que a bobina 2 não contacta com as escovas em *a* e que a bobina 1 não contacta com as escovas em *b*.

(a) Vista da seção transversal.

(b) Forma de onda resultante nas escovas.

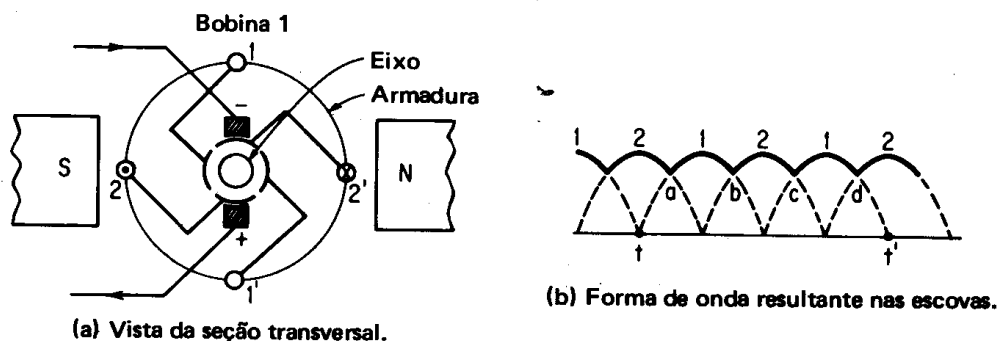



Fig. 1-9 — Efeito de quatro condutores e segmentos sobre a forma de onda de saída.

1-12. O ENROLAMENTO EM ANEL DE GRAMME

Um dos primeiros tipos de enrolamentos de armadura projetado para corresponder a condutores ligados em série foi o enrolamento em *anel de Gramme*. Embora já obsoleto há muitos anos, mostrá-lo-emos aqui porque ele ilustra muito bem os enrolamentos comerciais, de armadura, em uso. A *armadura* é a estrutura que suporta e protege os condutores da corrente; e uma vez que ela é parte do circuito magnético, como mostra a Fig. 1-9a, é construída de ferro (laminado), para reduzir a relutância magnética. É empregado o tipo mais simples de construção de armadura e de "enrolamento" dos condutores, como mostra a Fig. 1-10a. A armadura é um cilindro de ferro laminado, que fornece dois caminhos de baixa relutância para o fluxo que concatena os condutores. O enrolamento da armadura é praticado axialmente e espiralmente em volta do cilindro, com derivações a partir dos segmentos do comutador, a distâncias igualmente espaçadas no enrolamento, como mostra a Fig. 1-10b. Em oposição ao enrolamento aberto mostrado na Fig. 1-9a, o anel de Gramme é conhecido como um enrolamento *fechado*, uma vez que todas as bobinas ligadas entre as escovas estão em série e o enrolamento é *reentrante*, isto é, fecha-se sobre si mesmo, como mostra a Fig. 1-10a. Para o sentido horário de rotação mostrado, as fem induzidas produzirão as polaridades de escovas dadas na Fig. 1-10b, usando-se o método descrito na Seç. 1-8.

Como ocorria no gerador elementar descrito na Seç. 1-10, os condutores localizados sob um dado pólo terão fem de mesma direção, que é oposta à dos condutores sob o pólo de polaridade oposta, também mostrado na Fig. 1-10b. Cada um dos condutores sob um dado pólo terá uma fem induzida; e, uma vez que eles estão todos ligados em série e as direções das fem induzidas são as mesmas, elas se somarão. O circuito equivalente da armadura representando a direção das fem induzidas para os condutores sob os dois pólos, respectivamente, está representado na Fig. 1-10c. Imaginando que a armadura está perfeitamente centrada em relação aos pólos, de modo que os entreferros sejam idênticos, as somas das fem induzidas sob cada pólo darão valores iguais e opostos, não se produzindo, pois, corrente circulante nos dois caminhos da bateria equivalente mostrada na Fig. 1-10c. Isto é verdade mesmo que as escovas (localizadas no eixo interpolar) sejam desligadas do comutador. Observe-se que as duas escovas estão localizadas nos pontos de polaridade máxima negativa e positiva e que, quando são ligadas a uma carga externa, servem para produzir dois caminhos condutores paralelos. Os condutores imediatamente adjacentes às escovas podem não ter tensões induzidas tão grandes como as que ocorrem diretamente sob o centro de cada pólo; mas, uma vez que a tensão entre as escovas é a soma de todas as fem induzidas e ambos os caminhos têm fem totais iguais, isto pouco importa. A forma de onda resultante, produzida pelo somatório das ondas achatadas individuais, contém um *ripple* muito pequeno (a componente CA é praticamente zero), como mostra a Fig. 1-10d.

Uma vez que um condutor toma imediatamente o lugar do outro em cada rotação da armadura, a seção transversal mostrada na Fig. 1-10b é uma representação dinâmica de uma condição constante ou estática. Podemos considerar

(a) Enrolamento espiral bipolar e caminhos de fluxo.

(b) Seção transversal mostrando os condutores, as tensões induzidas (e correntes) e as ligações do comutador.

(c) Circuito equivalente da armadura.

(d) Forma de onda resultante.

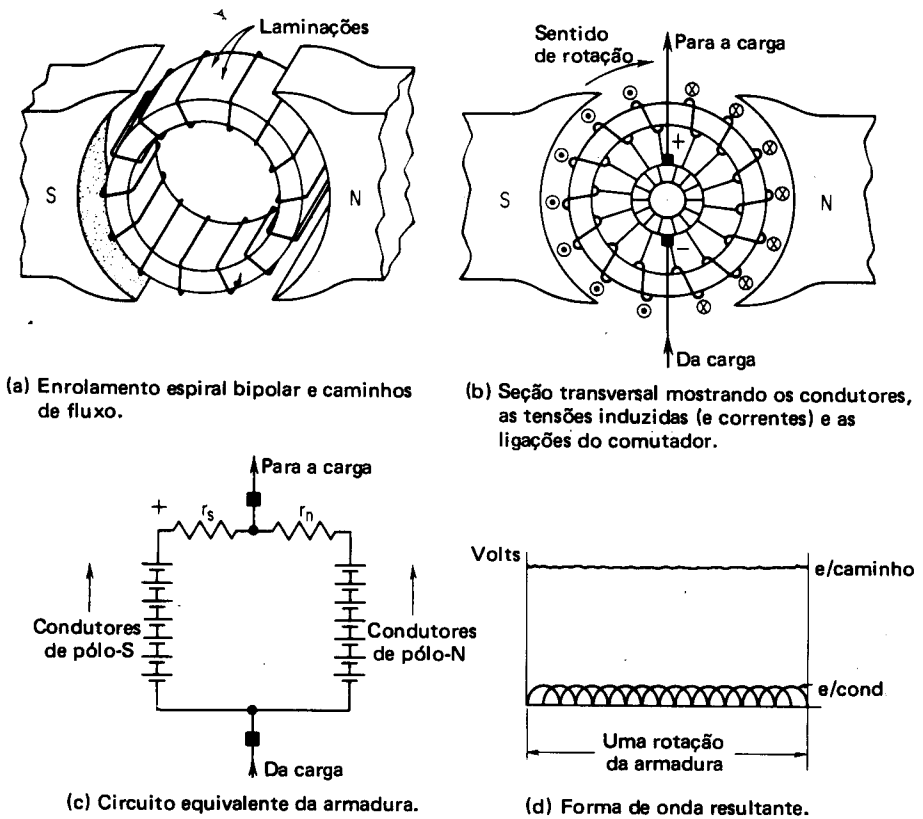



Fig. 1-10 — Enrolamento em anel de Gramme.

que o número total de condutores que produzem tensão a qualquer instante é constante, e que a fem resultante por caminho, para uma dada velocidade e uma dada densidade de fluxo, é também relativamente constante.

Se uma carga externa fosse ligada através das escovas, a corrente que circula em cada um dos caminhos do gerador seria determinada pela fem por caminho, pela resistência da carga, e pela resistência interna dos caminhos de enrolamento da armadura, r_s e r_n, correspondendo às resistências dos condutores de pólos sul e norte, respectivamente, como indica o seguinte exemplo:

EXEMPLO 1-3: Um gerador CC de dois pólos tem em sua armadura 40 condutores ligados em dois caminhos paralelos. O fluxo por pólo é de $6{,}48 \times 10^8$ linhas e a velocidade da máquina primária é 30 rpm. A resistência de cada condutor é 0,01 ohm e a capacidade condutora respectiva é 10 A. Calcule:

a. A tensão média gerada por caminho e a tensão de armadura gerada.
b. A corrente de armadura entregue a uma carga externa.
c. A resistência da armadura.
d. A tensão nos terminais do gerador.

Solução:

a. ϕ total concatenado por volta $= P \times \phi/\text{pólo} = 2$ pólos $\times 6{,}48 \times 10^8$ linhas/pólo.

Tempo por volta, $t/\text{volta} = \frac{1}{30}$ min/volta

$$= (60\text{ s/min}) \times \frac{1}{30}\text{ min/volta} = 2\text{ s/volta}$$

Da Eq. (1-1),

$$e_{med}/\text{cond} = \frac{\phi}{t} \times 10^{-8}\text{ V}$$

$$= \frac{2 \times 6{,}48 \times 10^8\text{ linhas}}{2\text{ s/volta}} \times 10^{-8}\text{ V} = \mathbf{6{,}48\ V/condutor}$$

Tensão gerada por caminho,

E_g = (tensão/condutor) × n.º de condutores/caminho
= (6,48 V/condutor) × 40 cond/2 caminhos
= **129,6 V/caminho**

Tensão de armadura gerada,

E_g = tensão gerada/caminho
= **129,6 V**

b. $I_a = (I/\text{caminho}) \times 2$ caminhos $= (10\text{ A/caminho}) \times 2$ caminhos $= \mathbf{20\ A}$

c. $R_a = \frac{r\text{ por caminho}}{\text{n.º de caminhos}} = \frac{0{,}01\text{ ohm/condutor}}{2\text{ caminhos}} \times 20$ condutores $= \mathbf{0{,}1\ \Omega}$

d. $V_t = E_g - I_aR_a = 129{,}6\text{ V} - [20\text{ A} \times 0{,}1\ \Omega] = \mathbf{127{,}6\ V}$ (1-10)

O enrolamento em anel de Gramme não é mais utilizado, porque os condutores no lado interno do anel são *inativos*, isto é, não se produz variação de fluxo concatenado nos mesmos, porque eles são blindados magneticamente pela armadura. A fim de economizar-se cobre e reduzir-se o peso do enrolamento da armadura, passou-se a empregar armaduras de enrolamento em tambor, nas quais todos os condutores se situam na superfície externa da armadura, localizados em ranhuras, de modo que uma boa parte do condutor é ativa. Uma vantagem teórica do enrolamento em anel de Gramme, entretanto, é que *qualquer* armadura se adapta a qualquer número de pólos. O efeito de aumentar-se o número de pólos sobre o circuito equivalente e a fem é mostrado na Fig. 1-11.

O enrolamento da armadura de quatro pólos da Fig. 1-11 é ainda um enrolamento fechado; e como há quatro zonas interpolares nas quais pode ocorrer a comutação, requerer-se-ão quatro escovas. Para maior clareza, estas escovas são desenhadas no lado interno do comutador na Fig. 1-11a. Através da regra de Fleming da mão direita, o sentido da fem induzida e a sua polaridade podem ser verificados. As duas escovas de polaridade positiva e as duas de negativa, respectivamente, são ligadas internamente como mostram as Figs. 1-11a e b. Uma forma redesenhada e simplificada do circuito equivalente é representada na Fig. 1-11c. Note-se que o enrolamento de dois pólos da Fig. 1-10 requeria

(a) Seção transversal.

(b) Circuito equivalente de armadura.

(c) Circuito equivalente simplificado de armadura.

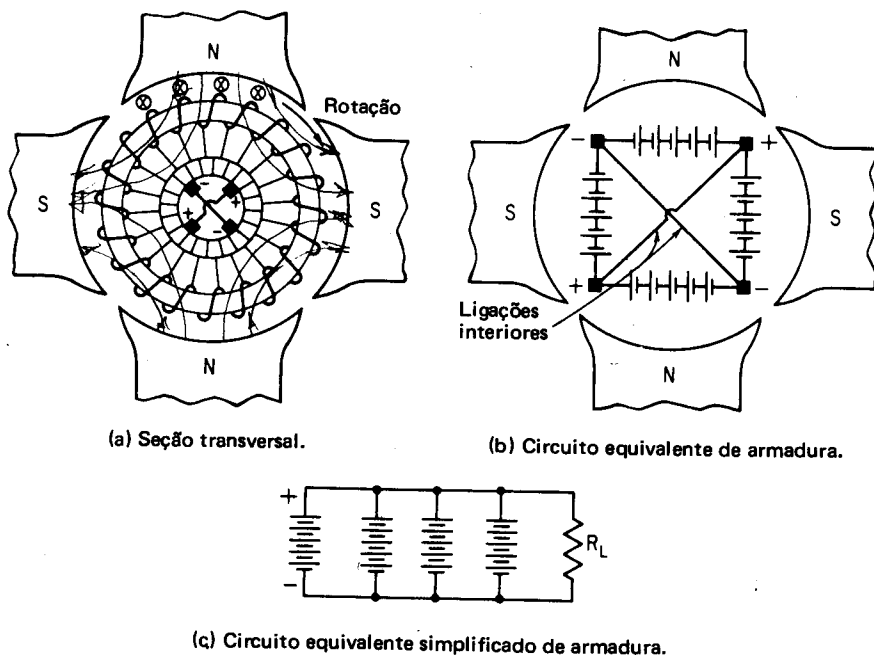



Fig. 1-11 — Enrolamento em anel de Gramme de quatro pólos.

duas escovas e produzia dois caminhos através da armadura. O enrolamento de quatro pólos da Fig. 1-11 requer quatro escovas e produz quatro caminhos através da armadura. O efeito do aumento do número de pólos sobre a tensão, a corrente e a potência desenvolvida pela máquina é ilustrado pelo Ex. 1-4 e pela Tabela 1-1.

TABELA 1-1

EFEITO DO NÚMERO DE PÓLOS NAS RELAÇÕES DE TENSÃO, CORRENTE E POTÊNCIA DE UMA MÁQUINA

Parâmetro	Número de Pólos	
	2	4
Número de condutores da armadura	40	40
Número de caminhos	2	4
Número de condutores por caminho	20	10
FEM por caminho	129,6V	64,8V
Corrente por caminho	10A	10A
Tensão nominal nos terminais da máquina	127,6V	63,8V
Corrente nominal na armadura da máquina	20A	40A
Potência nominal	2.552W	2.552W

EXEMPLO 1-4: O mesmo fluxo total por volta, do Exemplo 1-3, é agora distribuído igualmente entre *quatro* pólos. A mesma armadura é acionada à mesma velocidade, e quatro escovas são usadas para ligar os quatro caminhos da armadura em paralelo. Repita os cálculos do Ex. 1-3.

Solução:

a. ϕ total $= 2 \times 6{,}48 \times 10^8$ linhas e $t = 2$ s/volta. A fem média gerada/condutor = 6,48 V (do Ex. 1-3)

E_g/caminho = tensão/condutor × condutor/caminho =

$$= 6{,}48 \text{ V/cond} \times \frac{40 \text{ cond}}{4 \text{ cam}} = \mathbf{64{,}8 \text{ V/cam}}$$

Tensão de armadura gerada E_g = tensão/caminho = **64,8 V**.

b. $I_a = I/\text{caminho} \times 4 \text{ caminhos} = 10 \text{ A/caminho} \times 4 \text{ caminhos} = \mathbf{40 \text{ A}}$

c. $R_a = \dfrac{R/\text{caminho}}{\text{n.}^\circ \text{ de cam}} = 0{,}01 \text{ ohm/cond} \times 10 \text{ cond/4 caminhos} = \mathbf{0{,}025\ \Omega}$

d. $V_t = E_g - I_aR_a = 64{,}8 \text{ V} - [40 \text{ A} \times 0{,}025\ \Omega] = \mathbf{63{,}8 \text{ V}}$ (1-10)

Note-se que a tensão nos terminais e a tensão gerada foram reduzidas à metade dos valores originais, mas a corrente da armadura duplicou. Os Exemplos 1-3 e 1-4 estão condensados na Tabela 1-1.

1-13. TENSÃO, CORRENTE E POTÊNCIA NOMINAIS DAS MÁQUINAS

A Tabela 1-1 serve para ilustrar a relação fundamental que se aplica a todos os enrolamentos de armadura de máquinas modernas. No gerador comercial, emprega-se um grande número de condutores para concatenar o fluxo de um ou mais pares de pólos (o número de pólos é sempre um número par). Como ilustram os problemas precedentes e a Tabela 1-1, as armaduras comerciais podem ter dois ou mais caminhos paralelos (o número de caminhos é também sempre um número par). Cada caminho consiste de um grupo de bobinas ligadas em série, cada bobina possuindo uma tensão nominal admissível (no caso de um motor) ou uma tensão gerada (para fluxo e velocidade nominais, no caso do gerador). A tensão nominal da máquina é, pois, determinada apenas pelo número de bobinas ligadas em série, por caminho, que é aproximadamente igual, e não pelo número de caminhos em paralelo.[9]

O fator determinante da corrente nominal da máquina é a *capacidade condutora* da bobina individual ou do condutor em cada caminho, ou do grupo de bobina ligado em série. Conforme aumenta o número de caminhos, aumenta a corrente nominal da máquina. É mais importante, entretanto, compreender

[9]Para qualquer dado número de condutores da armadura, entretanto, um aumento do número de caminhos paralelos deve, evidentemente, reduzir tanto o número de bobinas ligadas em série por caminho como a tensão.

que o número de caminhos e a corrente nominal de uma dada máquina podem ser aumentados *apenas* à custa da tensão nominal, uma vez que o número total de condutores ou bobinas é fixo para uma dada armadura.

A implicação desta última afirmativa reporta-se a uma relação fundamental, que se aplica a baterias e pilhas. Uma bateria consiste de um grupo série-paralelo de pilhas. A potência nominal de cada pilha determina, com efeito, a potência nominal da bateria, *independentemente do método de ligação.* Para um dado número de pilhas, entretanto, a potência nominal de qualquer bateria é fixa, embora sua tensão e corrente nominais possam variar com as ligações série-paralelo empregadas.

A mesma situação existente com respeito à tensão, corrente e potência nominais de pilhas e baterias, aplica-se aos condutores e aos enrolamentos da armadura de uma máquina. A potência nominal de uma dada armadura é efetivamente fixada pela corrente e tensão nominais de suas bobinas individuais em um dado caminho. A *única* maneira de aumentar a potência nominal de uma máquina, com base na consideração acima, é empregar uma armadura *maior* tendo *mais* condutores e bobinas. Assim, o tamanho físico é uma indicação aproximada da potência nominal das máquinas elétricas.

A Tabela 1-2 ilustra o fato da potência nominal ser independente da forma pela qual os condutores da armadura são ligados. Por simplicidade, a tensão e corrente nominais de cada condutor da armadura foram imaginadas como 10 V e 10 A, respectivamente. A armadura contém 120 condutores, ligados segundo diferentes números de caminhos paralelos. Observe-se que a potência nominal (120 condutores × 100 W/condutor) é fixa, mas que a tensão nominal decresce na mesma proporção em que cresce a corrente nominal.

TABELA 1-2

EFEITO DO AUMENTO DO NÚMERO DE CAMINHOS PARALELOS NUMA ARMADURA

CAMINHOS EM PARALELO	TENSÃO NOMINAL VOLTS	CORRENTE NOMINAL AMPÈRES	POTÊNCIA NOMINAL WATTS
2	600	20	12.000
4	300	40	12.000
6	200	60	12.000
8	150	80	12.000
10	120	100	12.000
20	60	200	12.000

1-14. FEM MÉDIA GERADA EM UM QUARTO DE VOLTA

Os parágrafos precedentes estabeleceram (repetidamente) que a fem entre as escovas das armaduras de bobinas múltiplas era produzida por muitas bobinas ligadas em série, nas quais cada bobina consistia de muitos fios condutores. A

fim de calcular a fem resultante entre as escovas, é primeiramente necessário determinar a fem média induzida num condutor singelo (V. Ex. 1-3) em um quarto de volta (isto é, 90 graus elétricos), em que o condutor se move, partindo de uma posição no centro da zona interpolar, para uma posição diretamente sob o centro de um dado pólo. Como mostram as Figs. 1-6b e 1-7b, uma bobina única gira da posição 0 à posição 2 em um quarto de volta (isto é, de uma posição onde não há fluxo concatenado até uma posição onde o fluxo concatenado é máximo). A fem média induzida em cada condutor pode ser derivada da forma seguinte. Imagine-se que o fluxo total produzido entre os pólos das Figs. 1-6a e 1-7a consiste de ϕ linhas, e que t é o tempo requerido para um quarto de volta (isto é, 90 graus elétricos). Uma vez que o fluxo concatenado foi de zero ao máximo num quarto de volta, a fem média induzida numa única espira em uma bobina de dois condutores (ativos), neste período é (V. Seç. 1-3)

$$E_{\text{med}} = \frac{\phi}{t} \times 10^{-8}\ \text{V} \tag{1-1}$$

Mas, desde que o tempo t, para um quarto de volta é 1/4 s, onde n é o número de rotações da bobina por segundo, a fem induzida média por espira é

$$E_{\text{med}} = 4n\phi \times 10^{-8}\ \text{V}$$

Para uma bobina de armadura consistindo de N_e espiras, a fem média induzida por bobina é

$$E_{\text{med/bobina}} = 4\phi N_e n \times 10^{-8}\ \text{V} \tag{1-5}$$

onde ϕ é o número de linhas ou maxwells por pólo
N_e é o número de espiras por bobina
n é a velocidade relativa, em rotações por segundo (rps), entre a bobina de N_e espiras e o campo magnético.

Note-se que a derivação da Eq. (1-5) segue exatamente o procedimento usado na solução do Ex. 1-3, com a exceção de que se utilizam *espiras* em vez de condutores. Há dois lados de bobina (dois condutores ativos) por bobina de espira única.

EXEMPLO 1-5: Calcule a fem média por bobina e por condutor ativo (lado de bobina) para a bobina de espira única do Ex. 1-3 usando a Eq. 1-5.

Solução:

$$E_{\text{med/bob}} = 4\phi\ N_e n \times 10^{-8}\ \text{V} \tag{1-5}$$

$$= 4\,(6{,}48 \times 10^8 \text{ linhas/pólo})\ (1 \text{ espira})\ (30 \text{ voltas/min} \times \frac{1}{60} \text{ min/s}) \times$$
$$\times\ 10^{-8}\ \text{V}$$
$$= \mathbf{12{,}96\ V}$$

$$E_{\text{med/cond ativo}} = 12{,}96 \text{ V/bobina} \times \frac{1}{2} \text{ bobina/cond ativo} =$$
$$= \mathbf{6{,}48\ V/cond\ ativo}$$

1-15. EQUAÇÃO FUNDAMENTAL DE TENSÃO DO GERADOR CC PARA FEM ENTRE AS ESCOVAS

A Eq. (1-5) torna possível calcular a tensão média nominal de uma bobina (com uma ou mais espiras), girando a uma dada velocidade (rps), sob um pólo dado cujo campo tenha um valor determinado. Mas a discussão da Seç. 1-13 considerava a tensão entre as escovas em função do número total de condutores e caminhos, numa dada armadura em combinação com um dado número de pólos. A fem média induzida entre as escovas pode ser derivada, como se segue.

Se Z é o número total de condutores de armadura e se a é o número de caminhos de bobinas paralelos entre escovas de polaridade oposta, então o número total de espiras N_e por circuito de armadura é $Z/2a$. Mais ainda, se a velocidade N é dada em rpm, então $n = N/60$. Finalmente, como a Eq. (1-5) é derivada para uma máquina bipolar, se uma máquina tem P pólos, o resultado deve ser multiplicado por $P/2$. A fem média induzida total entre as escovas, então, é

$$E_g = 4\phi N_e n \times 10^{-8} = 4\phi\left(\frac{P}{2}\right)\left(\frac{Z}{2a}\right)\left(\frac{N}{60}\right)10^{-8} = \left(\frac{\phi ZNP}{60a}\right)10^{-8}\,\text{V} \qquad (1\text{-}6)$$

onde ϕ é o fluxo por pólo
P é o número de pólos
Z é o número de condutores da armadura (duas vezes o número total de espiras da armadura)
a é o número de caminhos paralelos na armadura
N é a velocidade em rpm.

EXEMPLO 1-6: Calcule (a) a fem média induzida entre as escovas para os dados do Ex. 1-4, usando a Eq. 1-6 e (b) a tensão aplicada, requerida para vencer a força contra-eletromotriz (fcem) e a resistência da armadura.

Solução:

$$\text{a. } E_g = \frac{\phi ZNP}{60a} \times 10^{-8}\,\text{V} \qquad (1\text{-}6)$$

$$= \left(\frac{2 \times 6{,}48 \times 10^8 \text{ linhas}}{4 \text{ pólos}}\right)\left(\frac{40 \text{ cond}}{4 \text{ cam}}\right)\left(\frac{30 \text{ rpm}}{60 \text{ seg/min}}\right) \times 4 \text{ pólos} \times$$

$$\times 10^{-8}\,\text{V} = \mathbf{64{,}8\,V}$$

$$\text{b. } V_t = E_g + I_a R_a = 64{,}8\,\text{V} + [40\,\text{A} \times 0{,}025\,\Omega] = \mathbf{65{,}8\,V}$$

O Ex. 1-6 ilustra a unidade fundamental das Eqs. de (1-1) a (1-6), todas as quais derivam da Eq. (1-1), a quantificação de Neumann da lei de Faraday.

A Eq. (1-6) aplica-se a motores e a geradores CC. Para motores, os condutores da armadura giram perto de um campo magnético e neles será induzida uma fem, de acordo com a Eq. (1-6), chamada *força contra-eletromotriz* (*fcem*). O Ex. 1-6 ilustra a relação entre fcem e a tensão aplicada no motor.

1-16. FORÇA ELETROMAGNÉTICA

Mostrou-se na Seç. 1-2 que a conversão eletromecânica de energia de, praticamente, todas as máquinas elétricas girantes, depende de dois princípios básicos do eletromagnetismo, que estão intimamente inter-relacionados, ou sejam (1) a indução eletromagnética e (2) a força eletromagnética. Os princípios básicos da indução eletromagnética foram discutidos nas seções precedentes, e agora consideraremos a força eletromagnética e sua relação com a indução eletromagnética.

A Fig. 1-12a mostra um condutor percorrido por uma corrente, situado num campo magnético uniforme. *Uma força eletromagnética existirá entre um condutor e um campo sempre que o condutor percorrido por uma corrente estiver localizado no campo magnético, numa posição tal que haja uma componente do comprimento ativo do condutor perpendicular ao campo.* Assim, se um condutor se situa num

(a) Condutor percorrido por uma corrente num campo magnético.

(b) Fluxo produzido pelo condutor em relação ao campo.

(c) Distorção resultante do campo magnético.

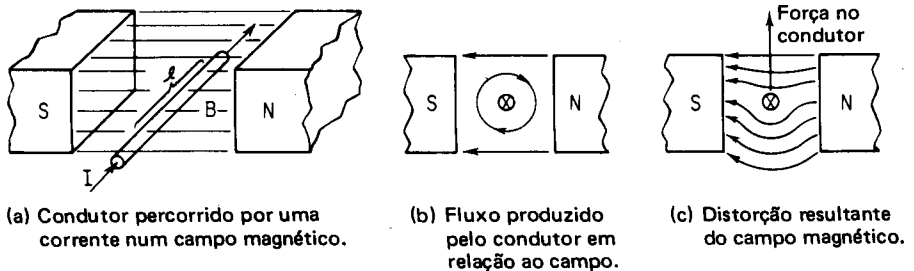



Fig. 1-12 — Condutor de comprimento l, percorrido por uma corrente I, num campo magnético B, desenvolvendo uma força resultante F.

campo magnético ou é nele inserido, e uma tensão é aplicada a ele, de tal forma que circule uma corrente, será desenvolvida uma força, e o condutor tenderá a mover-se em relação ao campo ou vice-versa. O princípio é algumas vezes chamado de "ação motora".

1-17. FATORES QUE AFETAM O VALOR DA FORÇA ELETROMAGNÉTICA

A definição acima implicitamente contém três requisitos, que afetam o valor da força eletromagnética (EM), ou sejam: o campo magnético (B), o comprimento do condutor ativo (l), e o valor da corrente circulante no condutor (I). Assim,

se qualquer um ou todos três fatores variarem, a força EM, F, variará diretamente e na mesma proporção. Se, como na Seç. 1-4, os fatores B e l forem perpendiculares, uma força ortogonal F é desenvolvida.

$$F = \frac{BIl'}{10} \text{ dinas} \tag{1-7}$$

onde B é a densidade de fluxo em linhas por centímetro quadrado
I é a corrente em ampères (absoluta)
l' é o comprimento do condutor ativo em centímetros.

Em termos de unidades práticas inglesas, a força F, em libras, será[10]

$$F = \frac{(B/6{,}45\ \text{cm}^2/\text{pol}^2) \times (I)(l \times 2{,}54\ \text{cm/pol})}{10 \times 980\ \text{dinas/grama} \times 453{,}6\ \text{grama/lb}} = \frac{BIl}{1{,}13} \times 10^{-7}\ \text{lb} \tag{1-8}$$

onde B é a densidade de fluxo em linhas por polegada quadrada
I é a corrente em ampères
l é o comprimento ativo do condutor em polegadas.

EXEMPLO 1-7: Um condutor simples, de 18 polegadas de comprimento, carrega uma corrente de 10 A e é perpendicular a um campo magnético uniforme de 50.000 linhas/pol². Calcule a força EM desenvolvida pelo condutor percorrido pela corrente, em libras.

Solução:

$$F = \frac{BIl}{1{,}13} \times 10^{-7}\ \text{lb} = \left(\frac{50.000\ \text{linhas/pol}^2 \times 10\ \text{A} \times 18\ \text{pol}}{1{,}13}\right) \times$$
$$\times\ 10^{-7}\ \text{lb} = \mathbf{0{,}797\ lb}$$

EXEMPLO 1-8: Repita o Ex. 1-7 com o condutor fazendo um ângulo de 75° com relação ao mesmo campo (em vez de 90°).

Solução:

$$F = \frac{BIl}{1{,}13} \times \text{sen}\ (B,\ l) \times 10^{-7}\ \text{lb} = 0{,}797\ \text{lb} \times \text{sen}\ 75° = 0{,}77\ \text{lb}$$

---

[10] Desde que se supõe, usualmente, que a corrente circula na mesma direção do eixo do condutor no sentido do comprimento, a Eq. (1-8) não está sujeita às mesmas condições de ortogonalidade da Eq. (1-4) (V. Seç. 1-4). Se um problema surgir, portanto, no qual B e l *não* sejam perpendiculares, a Eq. (1-8) pode ser multiplicada pelo seno do ângulo entre as quantidades B e l, como no Ex. 1-8.

1-18. SENTIDO DA FORÇA EM E REGRA DA MÃO ESQUERDA

As Seçs. 1-16 e 1-17 acima descreveram o valor e a natureza da força desenvolvida ortogonal ao condutor percorrido pela corrente e ao campo magnético, mutuamente perpendiculares, como mostra a Fig. 1-12a. É possível predeterminar-se o sentido da força EM pelo método mostrado nas Figs. 1-12b e c. A Fig. 1-12b mostra o campo magnetico de sentido horário, produzido pelo condutor percorrido pela corrente. Observe-se que este campo provoca a atração do campo principal acima do condutor e repulsão abaixo deste, conforme mostra a Fig. 1-12b. A resultante distorção do campo magnético principal, criada pelo campo do condutor percorrido pela corrente, é mostrada na Fig. 1-12c. A tendência da interação dos dois campos é, assim, a de forçar o condutor numa direção ascendente, como mostra a figura. As relações entre o sentido de corrente no condutor, o sentido do campo magnético e o sentido da força desenvolvida no condutor podem ser convenientemente recordados e determinados por meio da

(a) Regra da mão esquerda, do motor.

(b) Regra da mão direita, do gerador.

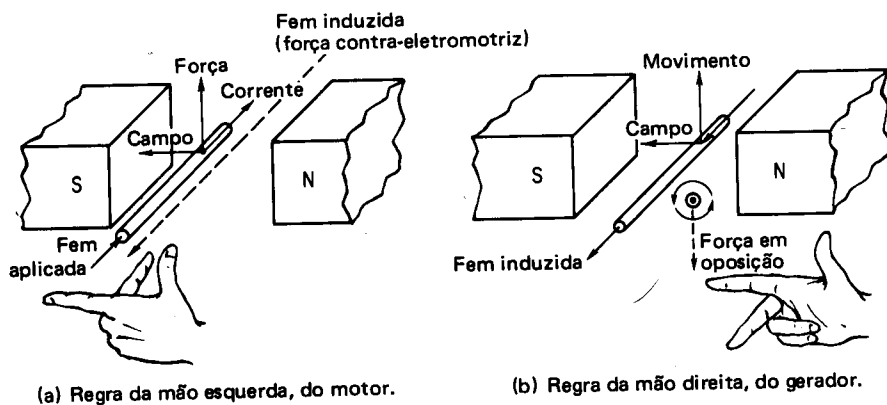



Fig. 1-13 — Comparação entre a ação motora e a ação geradora.

regra da mão esquerda[11] ou do motor, como mostra a Fig. 1-13a, para as mesmas condições de sentido que as da figura prévia. Como no caso da regra da mão direita, de Fleming (ver Fig. 1-3), para ação geradora, o dedo indicador também indica o sentido do campo (N para S), o dedo médio indica o sentido da corrente circulante (ou fem aplicada), e o polegar o sentido da força desenvolvida no condutor ou do movimento resultante.

---

[11]Um dispositivo mnemônico conveniente é figurar-se um conjunto M-G (motor-gerador) que tenha o motor à esquerda e o gerador à direita. Assim, a regra da mão esquerda é usada para a ação motora (ou ação-motor), e a regra da mão direita para a ação geradora (ou ação-gerador). A expressão "conjunto M-G" é comumente usada e não será facilmente esquecida. Estas regras pressupõem o sentido convencional da corrente.

1-19. FORÇA CONTRA-ELETROMOTRIZ

Na Fig. 1-13 tivemos oportunidade (finalmente) de unificar algumas das relações que ocorrem na conversão eletromecânica de energia. A Fig. 1-13a mostra a ação motora, conforme descrita na seção precedente, e sua respectiva figura. Para os sentidos do campo e da corrente de armadura mostradas, a força desenvolvida no condutor tem o sentido ascendente. Mas a força desenvolvida no condutor faz com que ele se movimente no campo magnético, resultando uma variação do fluxo concatenado em volta deste condutor. Uma fem é induzida no condutor "motor" da Fig. 1-13a. O sentido desta fem induzida é mostrado na Fig. 1-13b, para os mesmos sentidos de movimento e campo. Aplicando esta fem induzida ao condutor da Fig. 1-13a, observa-se que ela se opõe ou se desenvolve em sentido contrário ao da circulação da corrente (e fem) que criou a força ou o movimento; assim é ela chamada de força *contra-eletromotriz*. Note-se que o desenvolvimento de uma força contra-eletromotriz, mostrado como a linha pontilhada na Fig. 1-13a, é uma aplicação da, e está de acordo com a, lei de Lenz, com respeito ao fato de que o sentido da tensão induzida opõe-se à fem aplicada que a criou. Assim, *quando quer que ocorra a ação motora, uma ação geradora é simultaneamente desenvolvida como mostra a* Fig. 1-13a.

1-20. COMPARAÇÃO ENTRE A AÇÃO MOTORA E A AÇÃO GERADORA

Se, toda vez que ocorre a ação motora, também se desenvolve a ação geradora, pode ser levantada a questão da possível ocorrência do caso inverso. A ação geradora é mostrada na Fig. 1-13b, onde uma força mecânica move um condutor no sentido ascendente, induzindo uma fem do mostrado. Quando uma corrente circula, como resultado desta fem, existe um condutor percorrido por uma corrente num campo magnético; assim ocorre a ação motora. Mostrada pela linha pontilhada da Fig. 1-13b, a força desenvolvida como resultado da ação motora se opõe ao movimento que a produz. Pode então ser estabelecido categoricamente que *a ação geradora e a ação motora ocorrem simultaneamente nas máquinas elétricas girantes.* Portanto, a mesma máquina pode ser operada tanto como motor quanto como gerador, ou como *ambos.*[12]

Uma representação mais gráfica, em termos de elementos rotativos, é apresentada na Fig. 1-14, que compara motor e gerador elementares para o mesmo sentido de rotação e mostra os circuitos elétricos de cada um. O leitor deve estudar esta figura com muito cuidado porque ela é a *chave* para a compreensão da conversão eletromecânica de energia. Dado o sentido da tensão aplicada e da corrente, como mostra a Fig. 1-14a, a ação motora que resulta produz uma força, que gira no sentido horário, em ambos os condutores. O sentido da força contra-eletromotriz induzida é também mostrado como oposto ao da tensão aplicada, quer na Fig. 1-14a quer no circuito do motor da Fig. 1-14c. Observe-se que, para que a corrente produza uma rotação no sentido horário e tenha o

[12]Como no conversor síncrono ou dinamotor.

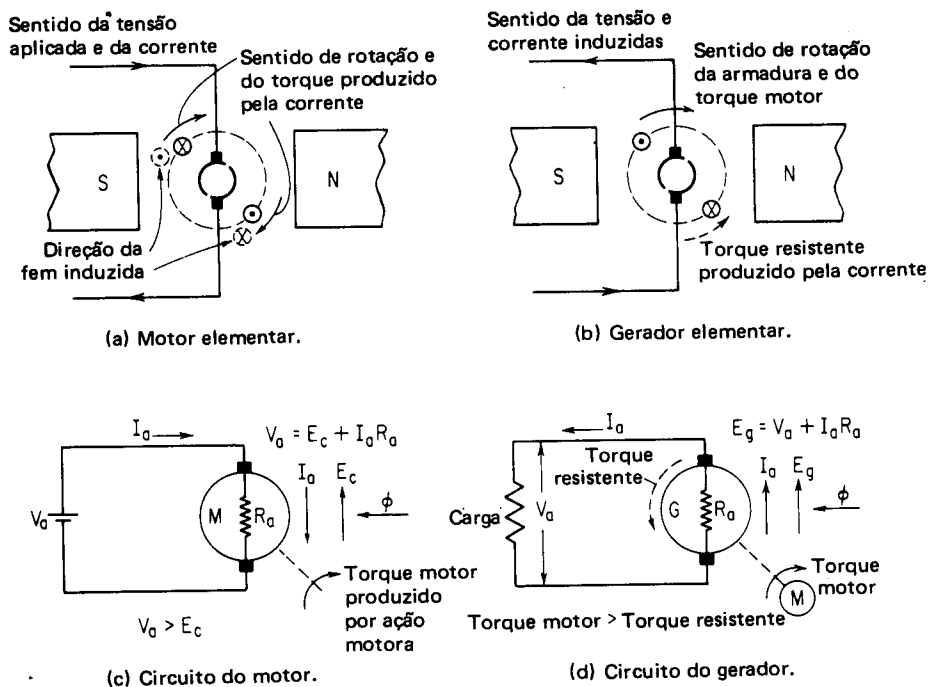



Fig. 1-14 — Ação do motor elementar x ação geradora.

sentido mostrado na Fig. 1-14c, é necessário que a tensão aplicada aos terminais da armadura, V_a, seja maior que a fcem desenvolvida, E_c. Assim, *quando uma máquina é operada como motor*, a fcem gerada é sempre *menor* que a tensão nos terminais (que produz a ação motora) e se opõe à corrente da armadura.

Supondo que os condutores do gerador elementar da Fig. 1-14b são postos em movimento no sentido horário, uma fem é induzida no sentido mostrado na figura. Quando ligada a uma carga, como mostra a Fig. 1-14d, a corrente da armadura resultante que circula produzirá um *torque resistente* mostrado em pontilhado em ambas as figuras do gerador. Observe-se que, no circuito do gerador da Fig. 1-14d, para os mesmos sentidos de rotação dos condutores e do campo magnético, o sentido de circulação da corrente é invertido. Note-se também que o torque resistente, desenvolvido pelo fluxo da corrente, opõe-se ao torque motor da máquina primária. Assim, *quando uma máquina é operada como gerador*, a corrente da armadura tem o *mesmo* sentido da fem gerada, e a fem gerada E_g *é maior* que a tensão V_a dos terminais da armadura que é a aplicada à carga.

Esta distinção entre gerador e motor, na qual a tensão gerada na armadura tem mesmo sentido ou se opõe à corrente da armadura, respectivamente, dá lugar às equações básicas do circuito da armadura mostradas na Fig. 1-14 e resumidas como se segue:

Para um motor,

$$V_a = E_c + I_aR_a \quad (1\text{-}9)$$

Para um gerador,

$$E_g = V_a + I_aR_a \quad (1\text{-}10)$$

onde V_a é a tensão aplicada (medida nos terminais) de lado a lado da armadura
E_c é a fcem gerada, desenvolvida na armadura do motor
E_g é a fem gerada, desenvolvida na armadura do gerador
I_aR_a é a queda de tensão na armadura devido à circulação da corrente da armadura através de uma armadura de dada resistência R_a.

Deve-se notar que, para uma dada máquina, E_c e E_g podem ser avaliadas precisamente em função dos fatores expressos na Eq. 1-6. Também deve-se notar que, quando circula a corrente da armadura I_a, V_a é uma quantidade mensurável por um voltímetro (volt metro), enquanto que E_g e E_c são quantidades inferidas, determinadas apenas pelo cálculo a partir das Eqs. (1-6), (1-9) ou (1-10).

EXEMPLO 1-9: A armadura de um motor tem uma resistência de 0,25 ohm e, quando ligada a um barramento CC de 125 V, solicita do mesmo uma corrente de 60 A. Calcule a fcem gerada nos condutores da armadura do motor.

Solução:

$$E_c = V_a - I_aR_a = 125 - (60\,\text{A} \times 0{,}25\,\Omega) = 110\,\text{V} \quad (1\text{-}9)$$

O exemplo anterior indica que é possível calcular a fem gerada de um motor a partir de medidas *externas*. O exemplo seguinte mostra como é também possível determinar o fluxo por pólo, da mesma maneira, como uma quantidade inferida, em vez de proceder-se a uma medida direta.

EXEMPLO 1-10: A armadura de um gerador de CC de 110 V entrega uma corrente de 60 A à carga. A resistência do circuito da armadura é 0,25 ohm. O gerador tem 6 pólos, 12 caminhos e um total de 720 condutores de armadura, girando a uma velocidade de 1.800 rpm. Calcule:
a. A fem gerada na armadura.
b. O fluxo/pólo.

Solução:

a. $$E_g = V_a + I_aR_a = 110\,\text{V} + (60\,\text{A} \times 0{,}25\,\Omega) = 125\,\text{V} \quad (1\text{-}10)$$

b. $$\phi = \frac{E_g\,(60a)}{(ZNP)\,10^{-8}} = \left(\frac{125 \times 60 \times 12 \times 10^8}{720 \times 1.800 \times 6}\right) = 1{,}16 \times 10^6 \text{ linhas/pólo} \quad (1\text{-}6)$$

As relações eletromecânicas fundamentais, que distinguem a máquina operando como gerador da máquina operando como motor, podem ser resumidas como se segue:

Ação motora	*Ação geradora*
1. O torque eletromagnético produz (ajuda) a rotação.	1. O torque eletromagnético (desenvolvido no condutor percorrido pela corrente) opõe-se à rotação (lei de Lenz).
2. A tensão gerada se opõe à corrente da armadura (lei de Lenz).	2. A tensão gerada produz (ajuda) a corrente da armadura.
3. $E_c = V_a - I_a R_a$ (1-9)	3. $E_g = V_a + R_a I_a$ (1-10)

BIBLIOGRAFIA

1. ALGER, P. L. & ERDELYI, E. Electromechanical energy conversion. *Electro-Technology.* Sept. 1961.
2. AMERICAN STANDARDS ASSOCIATION. *Rotating machinery.* New York, ASA, (Group 10) (ASA C42.10).
3. CARR, C. C. *Electrical machinery.* New York, Wiley & Sons, 1958.
4. CROSNO, C. D. *Fundamentals of electromechanical conversion.* New York, Harcourt, Brace, Jovanovich, 1968.
5. DANIELS. *The performance of electrical machines.* New York, MacGraw-Hill, 1968.
6. FITZGERALD, A. E. & KINGSLEY, C. *The dynamics and statics of electromechanical energy conversion.* 2. ed. New York, McGraw-Hill, 1961.
7. FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY JR., C.; KUSKO, A. *Electric machinery.* 3. ed. New York, McGraw-Hill, 1971.
8. GEMLICH, D. K. & HAMMOND, S. B. ·*Electromechanical systems.* New York, McGraw-Hill, 1967.
9. HINDMARSH, J. *Electrical machines.* Elmsford, Pergamon Press, 1965.
10. JONES, C. V. *The unified theory of electrical machines.* New York, Plenum, 1968.
11. KOENIG, H. E. & BLACKWELL, W. A. *Electromechanical system theory.* New York, McGraw-Hill, 1961.
12. KU, Y. H. *Electrical energy conversion.* New York, The Ronald Press, 1959.
13. LEVI, E. & PANZER, M. *Electromechanical power conversion.* New York, 1966.
14. MAJMUDAR, H. *Introduction to electrical machines.* Boston, Allyn and Bacon, 1969.
15. MEISEL, J. *Principles of electromechanical energy conversion.* New York, McGraw-Hill, 1966.
16. NASAR, S. A. *Electromagnetic energy conversion devices and systems.* Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1970.
17. O'KELLY & SIMMONS. *An introduction to generalized electrical machine theory.* New York, McGraw-Hill, 1968.
18. ROBERTSON, B. L. & BLACK, L. J. *Electric circuits and machines.* 2. ed. Princeton, Van Nostrand, 1957.

19. SCHMITZ, N. L. & NOVOTNY, D. W. *Introductory electromechanics.* New York, Ronald Press, 1965.
20. SEELY, S. *Electromechanical energy conversion.* New York, McGraw-Hill, 1962.
21. SELMON. *Magnetoelectric devices: transducers, transformers and machines.* New York, Wiley/Interscience, 1966.
22. SISKIND, C. S. *Direct-current machinery.* New York, McGraw-Hill, 1952.
23. SKILLING, H. H. *Electromechanics: a first course in electromechanical energy conversion.* New York, Wiley/Interscience, 1962.
24. THALER, G. J. & WILCOX, M. L. *Electric machines: dynamics and steady state.* New York, Wiley/Interscience, 1966.
25. WALSH, E. M. *Energy conversion — electromechanical, direct, nuclear.* New York, Ronald Press, 1967.
26. WHITE, D. C. & WOODSON, H. H. *Electromechanical energy conversion.* New York, Wiley, 1959.

QUESTÕES

1-1. Descreva quatro (4) efeitos da conversão eletromecânica de energia.

1-2. Estabeleça a lei de Faraday da indução eletromagnética
   a. em suas próprias palavras
   b. em termos de uma equação, indicando todos os fatores desta equação.

1-3. a. Qual o cientista e qual a lei correspondentes à questão 1-2b?
   b. A lei trata de condições instantâneas ou médias de fluxo? Explique.

1-4. Desenvolva uma equação que possa ser usada no cálculo do valor instantâneo da fem induzida, quando se conhece uma densidade de fluxo constante. Expresse todos os fatores da equação, inclusive as unidades no sistema CGS.

1-5. a. Repita a questão 1-4 para o sistema de unidades inglesas.
   b. Repita-a para o sistema MKS racionalizado.

1-6. Alinhe os três pressupostos que se aplicam às equações dadas nas questões 1-4 e 1-5.

1-7. a. Na equação $e = Blv$ sen (B, v) sen (B, l) qual o fator que é tomado como referência?
   b. Desenhe um diagrama mostrando uma situação na qual l, B e v sejam todos mutuamente perpendiculares (ortogonais).
   c. Desenhe outro diagrama que represente a equação dada em a acima.

1-8. a. Desenhe um diagrama que ilustre a regra de Fleming.
   b. O que mostra a regra de Fleming?
   c. O que se entende por sentido "convencional" de corrente, em oposição ao fluxo "eletrônico"?
   d. Desenhe um diagrama mostrando a regra de Fleming, se utilizada para determinação da direção do fluxo eletrônico produzido por indução eletromagnética.

1-9. a. Estabeleça a lei de Lenz.
   b. Mostre que a lei de Lenz e a terceira lei do movimento, de Newton, relacionam-se com o princípio de Le Chatelier.
   c. Desenhe um diagrama mostrando que a direção da fem induzida num condutor, que se movimente em um campo magnético, produz uma corrente que, por sua vez, produz um fluxo que se opõe ao movimento.
   d. Desenvolva a regra de Fleming a partir do diagrama do item (c).

1-10. Desenhe um diagrama para uma bobina de única espira girando num campo magnético uniforme. Mostre:
   a. O sentido da fem induzida em cada lado da bobina.
   b. O sentido da circulação de corrente quando se liga uma carga aos seus terminais.

c. A polaridade dos terminais em relação à carga.

1-11. A partir do diagrama desenhado na questão 1-10 explique, partindo do terminal positivo:
a. o sentido de circulação da corrente na bobina
b. o sentido de circulação da corrente na carga
c. compare com a circulação da corrente interna e externamente a uma bateria que alimenta uma carga, e explique.

1-12. Explique por que:
a. se induz uma CA em um condutor que gira num campo magnético bipolar.
b. a forma de onda é senoidal.

1-13. Para a bobina de espira única mostrada na Fig. 1-6a explique:
a. por que não se induz fem nas porções marcadas *ad* e *bc*
b. imaginando que o fluxo não é paralelo a estes lados da bobina em (a) acima, por que se pode desprezar a tensão induzida nesses lados da bobina?
c. sob que condições a forma de onda produzida será não senoidal?

1-14. "Todas as máquinas elétricas rotativas tendem a gerar CA, independentemente de seu tipo e finalidade."
a. Cite uma exceção a esta afirmativa, descrevendo-a.
b. Explique por que não se gera CA neste tipo particular de máquina rotativa.

1-15. Se "todas" as máquinas rotativas são geradores CA, explique:
a. como se pode produzir CC quando uma bobina de espira única gira num campo bipolar
b. como se mantém sempre uma polaridade positiva num terminal do circuito externo.

1-16. Explique:
a. por que se produz uma forma de meia onda senoidal na Fig. 1-7, enquanto na Fig. 1-8 o que se produz é uma onda achatada
b. a que se deve a diferença entre estas duas formas de onda?
c. por que ambas as formas são chamadas "correntes pulsantes unidirecionais"?
d. sob que condições pode se tornar a saída menos "pulsante".

1-17. Compare a forma de onda mostrada na Fig. 1-9b com a da Fig. 1-10d e explique:
a. por que a tensão entre as escovas na última é a soma das tensões, por condutor, em cada um dos caminhos em paralelo
b. as vantagens de um enrolamento fechado sobre um enrolamento aberto (enumere três).

1-18. Para o diagrama da Fig. 1-10c explique:
a. por que a tensão induzida em cada lado da bobina pode ser tratada como uma pilha elétrica individual
b. o significado dos símbolos r_s e r_n
c. por que não se produz corrente circulante entre os dois caminhos, mesmo que se levantem as escovas do comutador.

1-19. Se se liga uma carga às escovas de um gerador de enrolamento em anel de Gramme,
a. enumere quatro fatores que determinam a corrente que circula na carga
b. qual é a relação entre a corrente por caminho e a corrente de carga?

1-20. Dê uma vantagem teórica a três desvantagens do enrolamento de Gramme em comparação aos enrolamentos modernos em tambor.
a. Por que o enrolamento em anel de Gramme é conhecido como enrolamento fechado ou reentrante?
b. Por que é possível utilizar-se um anel (ou tubo) em lugar do cilindro sólido da Fig. 1-10a?

1-21. Por que a forma de onda resultante mostrada na Fig. 1-10d contém uma pequena componente CA, embora as bobinas individuais produzam uma onda quadrada (rica em harmônicos e CA) para cada volta completa?

1-22. a. Usando as Tabelas 1-1 e 1-2 explique por que a potência nominal de cada bobina determina a potência nominal da máquina, independentemente do método de ligação.
b. Explique por que o tamanho físico é uma indicação aproximada da potência nominal de uma máquina elétrica.

1-23. a. Reformule a Eq. 1-6 de forma a determinar-se algebricamente o número de caminhos.
b. Repita (a) para o número de pólos, P.
c. Se, para qualquer máquina *dada*, já construída, são fixados o número de condutores, Z, o número de pólos, P, e o número de caminhos, a, reescreva a Eq. 1-6 em função das variáveis envolvidas.

1-24. Estabeleça a equação que expressa a força eletromagnética num condutor percorrido por uma corrente, situado num campo magnético
a. no sistema CGS
b. em unidades inglesas.

1-25. Utilizando a Fig. 1-13 como ilustração, mostre que a lei de Lenz se aplica:
a. à ação motora
b. à ação geradora
Em cada um dos casos, indique a causa e o efeito dela.

1-26. Utilizando a Fig. 1-14 como ilustração, explique a universalidade da afirmativa de que a ação motora é sempre acompanhada de uma ação geradora e de que a ação geradora é sempre acompanhada de uma ação motora.

1-27. a. Utilizando a Eq. 1-9, explique por que é impossível que a fcem se iguale à tensão aplicada num motor.
b. Utilizando a Eq. 1-10, explique sob que condições a tensão gerada, E_g, e a tensão nos terminais da armadura, V_a, são as mesmas para um gerador.

PROBLEMAS

1-1. Um fluxo de 6,5 × 10^6 linhas concatena uma malha de uma espira. O fluxo anula-se em 0,125s. A malha fechada tem uma resistência de 0,05 Ω. Calcule:
a. O valor médio da tensão gerada na malha.
b. O valor médio da corrente circulando na malha.

1-2. Um condutor simples, de 1 m de comprimento, movimenta-se perpendicularmente a um campo magnético uniforme de 25.000 gauss (maxwells/cm^2) a uma velocidade uniforme de 25 m/s. Calcule:
a. A fem instantânea induzida no condutor.
b. A tensão média induzida no condutor.

1-3. Um condutor de 24 polegadas de comprimento movimenta-se a uma velocidade de 12 pol/min num entreferro de um ímã permanente em forma de U, que tem um fluxo de 50.000 linhas. Os pólos do ímã são quadrados de 4 polegadas (não se trata de 4 polegadas quadradas!). Imagine que não há fluxo disperso e calcule:
a. A fem induzida no condutor, quando ele se move perpendicularmente ao campo magnético (a um ângulo de 90°).
b. A fem induzida no condutor, quando ele se move a um ângulo de 75° em relação ao campo magnético.

1-4. O gerador homopolar de Michael Faraday (veja figura da nota de rodapé 8) é um disco de 12 polegadas de diâmetro e está num campo de 80.000 linhas/pol^2. O disco é acionado manualmente a 60 rpm. O eixo tem 1 polegada de diâmetro. Calcule a tensão induzida entre a borda externa do eixo e a borda do disco (Nota: calcule a velocidade linear *média*).

1-5. A componente *vertical* do campo magnético da terra é 0,645 gauss nas proximidades de uma locomotiva que viaja em direção ao sul a uma velocidade de 60 milhas/hora. A distância entre os trilhos e o eixo da locomotiva é 6 pés. Calcule:
a. A fem induzida nos eixos de cada conjunto de rodas.
b. A fem média medida nos trilhos com base no item anterior.
c. A polaridade dos trilhos, leste e oeste, respectivamente.
d. Desenhe a escala de um velocímetro elétrico, de zero à velocidade máxima de 80 mi/hora, usando um milivoltímetro.
e. Considere a praticabilidade da utilização de um dispositivo para medir a velocidade de aeronaves, bem como sua altitude, utilizando este princípio. Discuta prós e contras.

1-6. Uma bobina que mede 12 × 18 pol tem seu eixo *paralelo* a um campo magnético uniforme de 5.000 linhas/pol^2. A bobina tem 20 espiras e seu eixo passa pelo centro de sua menor dimensão. A bobina gira em torno de seu eixo, de modo que é perpendicular ao campo magnético uniforme (90° de rotação) em 0,1s. Calcule:
a. A fem induzida média em um quarto de volta (0 a 90°).
b. A fem induzida instantânea na posição de zero graus (original), no instante em que se estabelece o movimento.
c. A fem induzida instantânea na posição de 90° (eixo perpendicular ao campo magnético).
d. A fem induzida média se a bobina é acionada continuamente a uma velocidade de 20 rps.

1-7. A tensão num condutor em movimento num campo magnético uniforme é 25 V, quando a velocidade é 60 cm/s. Calcule a fem induzida quando
a. O fluxo do campo é aumentado em 15 por cento.
b. A velocidade é reduzida em 30 por cento.
c. A velocidade é aumentada em 20 por cento e o fluxo reduzido em 10 por cento.

1-8. O fluxo por pólo de um gerador bipolar é 10×10^6 linhas. Ele é acionado a uma velocidade de 1.500 rpm. A fim de que se induza uma tensão de 20 V/bobina, calcule:
a. O tempo necessário para completar-se uma volta ou um quarto de volta. (Tempo para atingir-se de zero até o fluxo máximo por pólo).
b. O número de espiras em série por bobina usando a Eq. (1-1).
c. Verifique o problema 1-8b usando a Eq. (1-5).

1-9. O fluxo por pólo de um gerador de quatro pólos é 10×10^6 linhas. Ele é acionado a uma velocidade de 1.500 rpm. A fim de que se induza uma tensão de 20 V/bobina, calcule:
a. O tempo para completar 1/8 de volta (tempo para ir de zero ao fluxo máximo por pólo).
b. O número de espiras-série usando as Eqs. (1-1) e (1-5), respectivamente.
c. Explique a diferença entre o número de espiras-série requeridas para os problemas 1-8 e 1-9 respectivamente.
d. O número de *condutores* requeridos entre as escovas para gerar-se 120 V.

1-10. Dado um gerador que tenha 1 espira/bobina, quatro pólos, quatro caminhos, um fluxo por pólo de 10×10^6 linhas e uma velocidade de 1.500 rpm, calcule:
a. O número de condutores ligados em série em toda a armadura requeridos para que se produza uma tensão de 120 V entre as escovas.
b. O número de condutores ligados em série por caminho (compare com o problema 1-9d).
c. Distinga a equação (1-5) da (1-6), com base na comparação com o problema 1-10b.

1-11. Dadas as informações que se seguem em relação a um gerador: condutores ativos de 14 pol de comprimento, diâmetro da armadura 12 pol, densidade de fluxo 66.000 linhas/pol^2. As faces polares cobrem 80% da superfície da armadura e a velocidade

é 1.600 rpm. Supondo uma densidade de fluxo uniforme sob o pólo, calcule:

a. A fem induzida instantânea por condutor, quando se movimenta diretamente sob o centro do pólo.

b. A fem induzida média por condutor, levando em conta a ausência de fluxo na região interpolar.

c. A fem média entre as escovas admitindo-se um total de 40 condutores/caminho.

1-12. Um gerador de oito pólos tem um total de 480 condutores ligados em 16 caminhos paralelos. O fluxo por pólo é $1,6 \times 10^7$ linhas e a velocidade é 1.200 rpm. Se as faces polares cobrem 75 por cento da superfície da armadura, calcule a tensão gerada entre as escovas.

1-13. A armadura do gerador do problema 1-12 é substituída por outra, que tem quatro caminhos em paralelo. Calcule:

a. A tensão desenvolvida entre escovas.

b. A porcentagem de variação no fluxo original ou na velocidade, a fim de que se desenvolva a mesma tensão que no problema 1-12.

1-14. Cada condutor do gerador do problema 1-11 é percorrido por uma corrente de 20 A quando se lhe liga a carga. Calcule:

a. A fem desenvolvida (oposta ao movimento) pelo condutor, quando este se situa diretamente sob o centro de um pólo.

b. A fcem média desenvolvida por um condutor, levando em conta a falta de fluxo e de torque útil na região interpolar.

1-15. Se a densidade de fluxo do gerador do problema 1-14 é aumentada em 10 por cento e a carga em 15 por cento, calcule a fcem média desenvolvida por cada condutor do gerador.

1-16. O comprimento axial da armadura de um motor CC é 9 pol, os pólos têm uma densidade de fluxo de 72.000 linhas/pol^2 e cobrem 72 por cento da superfície da armadura. Calcule a força desenvolvida por cada condutor quando circula uma corrente de 25 A.

1-17. Uma máquina funciona a uma velocidade de 1.200 rpm. Sua armadura tem uma resistência total de 0,04 Ω, um comprimento de 16 pol e um total de 630 condutores e 6 caminhos. O diâmetro da armadura é 18 pol e o entreferro 0,100 pol. Os seis pólos cobrem 80 por cento da circunferência total da armadura. A corrente nominal da máquina (por caminho) por condutor é 25 A. Quando funciona à velocidade e fluxo nominais, a tensão gerada por caminho é 120 V. Calcule:

a. O fluxo por pólo e a densidade de fluxo.

b. A tensão nos terminais da armadura quando a máquina funciona como gerador.

c. A força por condutor desenvolvida por ação de motor.

d. A tensão aplicada à armadura requerida para desenvolver-se uma tensão gerada de 120 V quando funcionando como motor.

RESPOSTAS

1-1(a) 0,52 V (b) 10,4 A 1-2(a) 62,5 V (b) 62,5 V 1-3(a) 0,25 μV (b) 24,2 μV 1-4 0,083 V 1-5(a) 3,16 mV (b) 3,16 mV (c) Leste(+), Oeste(–) (d) 4,21 mV 1-6(a) 2,16 V (b) 3,392 V (c) 0 (d) 0,458 V 1-7(a) 28,75 V (b) 17,5 V (c) 27 V 1-8(a) 0,01 s (b) 2 espiras/bobina (c) 2 espiras/bobina 1-9(a) 5 ms (b) 1 espira (d) 12 condutores 1-10(a) 48 (b) 12 1-11(a) 9,3 V (b) 7,44 V (c) 297,6 V 1-12 577 V 1-13(a) 2308 V (b) 75 por cento de redução 1-14(a) 1,635 lb (b) 1,308 lb 1-15 1,655 lb 1-16 1,03 lb 1-17(a) $7,82 \times 10^3$ linhas/pol^2 (b) 114 V (c) 0,2765 lb (d) 126 V.

DOIS

construção de máquinas e enrolamentos

2-1. POSSIBILIDADES DAS MÁQUINAS ELÉTRICAS

O capítulo precedente estabeleceu que a máquina de CC é uma máquina elétrica girante, capaz de converter energia mecânica em energia elétrica (*gerador*) ou energia elétrica em mecânica (*motor*). Para o gerador, a rotação é suprida por uma máquina primária (uma fonte de energia mecânica) para produzir o movimento relativo entre os condutores e o campo magnético da máquina CC, para gerar energia elétrica. Para o motor, a energia elétrica é suprida aos condutores e ao campo magnético da máquina CC, a fim de produzir o movimento relativo entre eles e, assim, produzir energia mecânica. Em *ambos* os casos, nós temos *movimento relativo* entre um campo magnético e os condutores na máquina de CC. Isto dá origem a várias e interessantes possibilidades e escolhas na determinação de qual deva ser o *rotor* (parte da máquina CC que gira) e o *estator* (parte da máquina CC que é estacionária). Há razões específicas de engenharia que ditam a escolha de serem os condutores da armadura ou as bobinas de campo, que providenciam o fluxo magnético, que servirão como rotor ou estator.

Os vários tipos de possibilidades das máquinas, que serão aqui discutidos, são:

1. A *máquina de corrente contínua* (*CC*) que tem uma armadura rotativa e um campo estacionário.
2. A *máquina síncrona* (*CA*) com uma armadura rotativa e um campo estacionário.
3. A *máquina síncrona* (*CA*), com um campo rotativo e uma armadura fixa.
4. A *máquina assíncrona* (*CA*), que possui ambos, enrolamentos da armadura estacionários e rotativos.

2-2. CONSTRUÇÃO DA MÁQUINA CC

A Fig. 2-1a mostra um corte de uma máquina CC comercial típica, simplificada para dar ênfase às partes principais. O rotor consiste de[1]:

1. *Eixo da armadura*, que imprime rotação ao núcleo da armadura, enrolamentos e comutador. Conectado mecanicamente ao eixo, temos
2. *Núcleo da armadura*, construído de camadas laminadas de aço, provendo uma faixa de baixa relutância magnética entre os pólos. As lâminas servem para reduzir as correntes parasitas no núcleo, e o aço usado é de qualidade destinada a produzir uma baixa perda por histerese. O núcleo contém ranhuras axiais na sua periferia para colocação do
3. *Enrolamento da armadura*, constituído de bobinas isoladas entre si e do núcleo da armadura, colocadas nas ranhuras e eletricamente ligadas ao
4. *Comutador*, o qual, devido à rotação do eixo, providencia o necessário chaveamento para o processo da comutação. O comutador consiste de segmentos de cobre, individualmente isolados entre si e do eixo, eletricamente conectados às bobinas do enrolamento da armadura.

O rotor da armadura das máquinas de CC tem quatro funções principais: (1) permite rotação para ação geradora ou ação motora mecânica; (2) em virtude da rotação, produz a ação de chaveamento necessária para a comutação; (3) contém os condutores que induzem a tensão ou providenciam um torque eletromagnético; e (4) providencia uma faixa de baixa relutância para o fluxo.

O estator da máquina CC consiste de:

1. Uma *carcaça* ou estrutura cilíndrica de aço ou ferro fundido ou laminado. Não apenas a carcaça serve como suporte das partes descritas acima, mas também providencia uma faixa de retorno do fluxo para o circuito magnético criado pelos

[1]Está além do objetivo ou intenção deste trabalho (como o autor estabeleceu no prefácio) dar uma descrição detalhada da construção da máquina. Um leitor interessado, que deseje mais detalhes que os dados aqui, pode consultar ou *Direct Current Machinery* de G. C. Blalock (New York, McGraw-Hill, 1947), cap. 2, ou *Direct Current Machinery* de Kloeffler, Kerchner e Brenneman (New York, Macmillan, 1948), cap. 1. Veja também as referências no fim do capítulo.

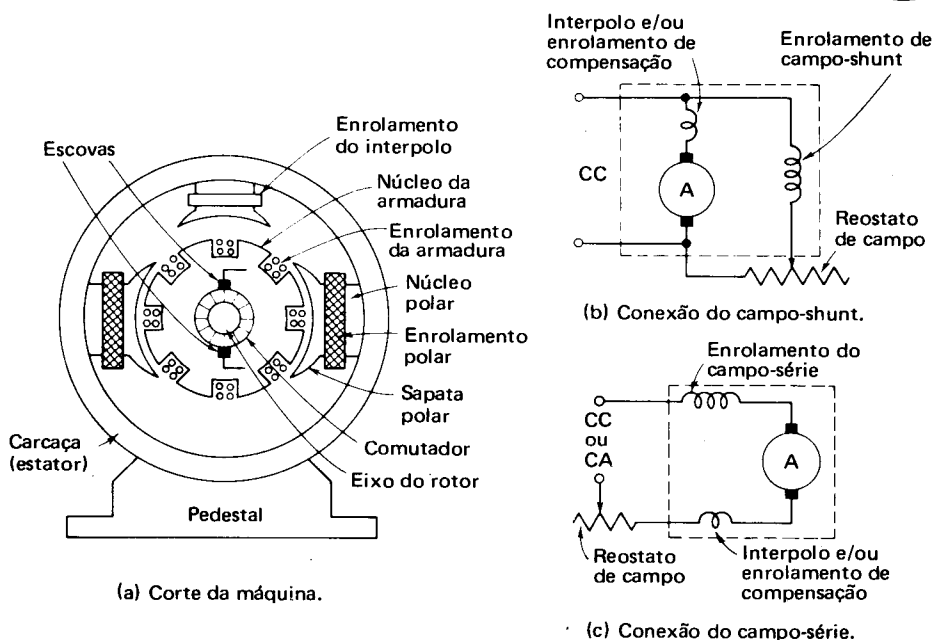



Fig. 2-1 — Construção da máquina de CC e circuitos elétricos (shunt e série).

2. *Enrolamentos de campo*, consistindo de umas poucas espiras de fio grosso para o campo-série ou muitas espiras de fio fino para o campo-shunt. Essencialmente, as bobinas de campo são eletromagnetos, cujos ampère-espiras (Ae) providenciam uma força magnetomotriz adequada à produção, no entreferro, do fluxo necessário para gerar uma fem ou uma força mecânica. Os enrolamentos de campo são suportados pelos
3. *Pólos*, constituídos de ferro laminado aparafusados ou soldados na carcaça após a inserção dos enrolamentos de campo nos mesmos. A sapata polar é curvada, e é mais larga que o núcleo polar, para espalhar o fluxo mais uniformemente.
4. *O interpolo* e seu enrolamento também são montados na carcaça da máquina. Eles estão localizados na região interpolar, entre os pólos principais, e são geralmente de tamanho menor. O enrolamento do interpolo é composto de algumas poucas espiras de fio grosso, pois é ligado em série com o circuito da armadura, de modo que a fmm é proporcional à corrente da armadura.
5. *Enrolamentos de compensação* (não vistos) são opcionais; eles são ligados da *mesma* maneira que os enrolamentos do interpolo, mas estão *colocados* em ranhuras axiais na sapata polar. (V. Fig. 5-7.)
6. *Escovas e anéis-suporte de escovas* como interpolos e enrolamentos de compensação são parte do circuito da armadura. As escovas são de carvão e grafito, suportadas na estrutura do estator por um suporte tipo anel, e mantidas nos suportes por meio de molas, de forma que as escovas manterão um contato firme com os segmentos do comutador. As escovas estão sempre instantaneamente conectadas a um segmento e em contato com uma bobina localizada na zona interpolar.
7. *Detalhes mecânicos* — Mecanicamente conectados à carcaça estão os suportes contendo mancais nos quais o eixo da armadura se apóia, bem como os anéis-suporte de escovas em algumas máquinas. Estes detalhes não são mostrados nas Figs. 2-1 ou 2-2.

As conexões elétricas da máquina de CC são mostradas nas Figs. 2-1b e c. A primeira mostra as conexões de campo-shunt no qual os enrolamentos do campo estão em paralelo com o circuito da armadura. A última mostra a conexão do campo-série na qual o enrolamento de poucas espiras com fio grosso do campo-série está localizado nos pólos principais e ligado em série com o circuito da armadura. Note-se que os enrolamentos de compensação e interpolos, se empregados, são sempre parte do circuito da armadura, bem como as escovas. Note-se também que as conexões do campo-shunt da Fig. 2-1b empregam o reostato de campo no circuito de campo.

É mais importante observar que a máquina de CC da Fig. 2-1c pode ser usada universalmente e operará seja como máquina CC ou CA, ou ambas, como no caso do motor universal (Seç. 10-16). Realmente, o termo "máquina de CC" é uma denominação imprópria. A maior parte dos geradores e motores de CC empregam a construção mostrada na Fig. 2-1a e as conexões elétricas das Figs. 2-1b e c. Mais tarde, será visto que algumas máquinas combinam as conexões de campo mostradas nestas figuras, criando as *máquinas compostas.*

2-3. CONSTRUÇÃO DAS MÁQUINAS SÍNCRONAS (CAMPO FIXO)

Precisamente a mesma construção do estator é empregada na máquina síncrona (campo fixo) como na máquina de CC, e o enrolamento de campo é excitado por uma fonte CC. O enrolamento da armadura colocado no rotor é levado a anéis coletores bem como a um comutador, como se mostra no corte visto na Fig. 2-2b. Esta máquina funcionará ou como um gerador síncrono de armadura móvel ou como um motor, dependendo se a entrada é de energia CC para as escovas, ou de correntes alternadas polifásicas (ou monofásicas) aplicadas aos anéis coletores. Este tipo de máquina acha sua maior aplicação no conversor síncrono ou rotativo, mostrado na Fig. 2-2b, que é usado para converter corrente contínua em alternada ou vice-versa (V. Seç. 11-6 e 11-7). Se corrente contínua é aplicada às escovas, a máquina opera como um motor CC e um alternador CA, simultaneamente. Se corrente alternada é aplicada aos anéis coletores, a máquina funciona como um motor CA e gerador CC, simultaneamente. Já foi demonstrado (Seç. 1-20) que a ação geradora e a ação motora sempre ocorrem simultaneamente, e os conversores rotativos são, talvez, o melhor exemplo do emprego simultâneo de ambas. Este tipo de construção é também usado no gerador Dobrowolsky de três fios (mostrado na Fig. 11-9d).

2-4. CONSTRUÇÃO DE MÁQUINAS SÍNCRONAS COM CAMPO MÓVEL

A construção da máquina síncrona da Seç. 2-3, na qual o campo é fixo e a armadura gira, é relativamente limitada (pelas razões abordadas na Seç. 6-3) em comparação com a *máquina síncrona de campo móvel* vista na Fig. 2-3. Nesta máquina, o enrolamento de campo é alimentado por uma fonte CC através de dois anéis coletores e a armadura é ligada diretamente à fonte polifásica CA ou à carga.

(a) Corte de uma máquina síncrona.

(b) Corte axial do conversor síncrono.

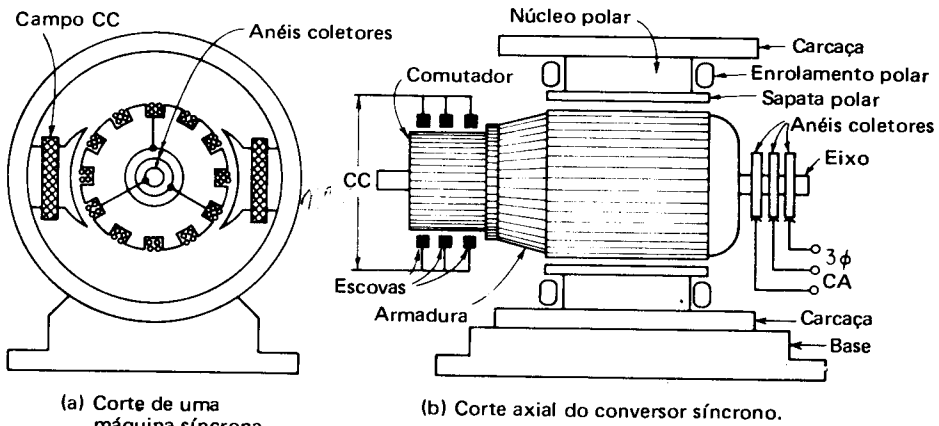



Fig. 2-2 — Máquina síncrona, armadura móvel e campo com pólos salientes.

(a) Máquina síncrona de pólos salientes.

(b) Máquina síncrona de pólos não-salientes (4 pólos) mostrando as conexões da armadura.

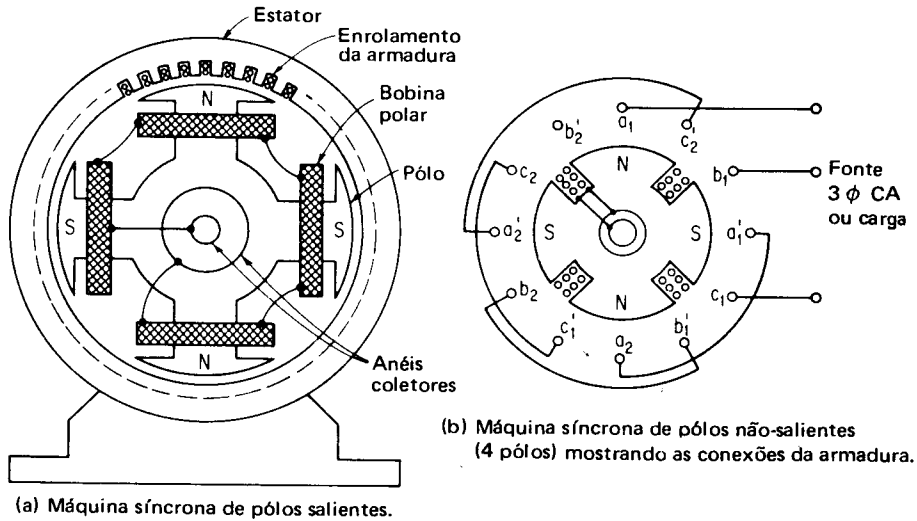



Fig. 2-3 — Máquina síncrona de campo móvel.

Se o estator (armadura) é ligado a uma fonte monofásica ou polifásica CA, a máquina funcionará como um *motor síncrono*, e o rotor girará na velocidade síncrona, em sincronismo com o campo girante desenvolvido pelo enrolamento do estator e determinado pelo número de pólos e a freqüência da fonte. Se o rotor, quer *saliente* como se mostra na Fig. 2-3a ou *não-saliente*, como se vê na Fig. 2-3b, está girando na velocidade síncrona, através da máquina primária, a máquina funciona como um *alternador*, quer monofásico quer polifásico, dependendo das conexões da armadura. As conexões da armadura mostradas na Fig. 2-3b são as requeridas para a obtenção de uma saída trifásica usando um rotor de quatro pólos.

2-5. CONSTRUÇÃO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO ASSÍNCRONA

A máquina de indução *assíncrona* mostrada na Fig. 2-4a tem idêntica construção do *estator* como se descreveu para a máquina síncrona na Seç. 2-4. O enrolamento da armadura no estator, portanto, pode ser conectado a uma fonte monofásica ou polifásica CA. O rotor não é excitado separadamente com CC, como se descreve adiante. A máquina de indução torna-se um *gerador de indução* assíncrono (Seç. 9-22) quando o rotor é movimentado por uma máquina primária numa velocidade que excede à velocidade síncrona.

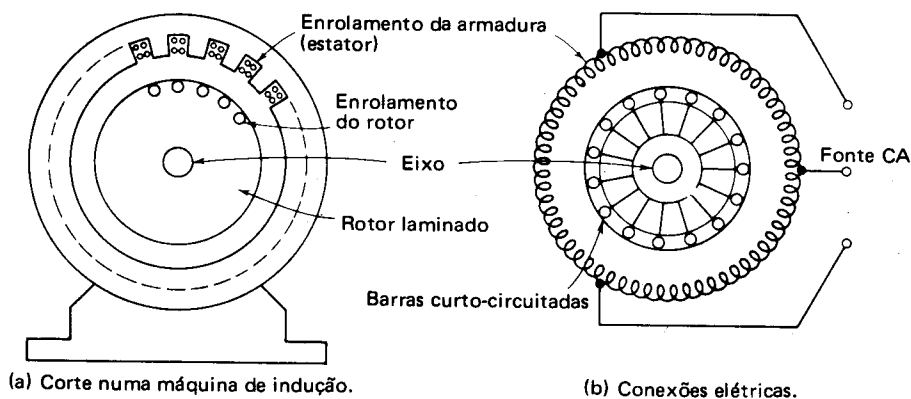



Fig. 2-4 — Máquina (assíncrona) de indução.

Se a armadura é ligada a uma fonte monofásica ou polifásica CA, a máquina funcionará normalmente como *motor de indução*. Os motores de indução monofásicos requerem dispositivos auxiliares para a partida, mas os motores de indução polifásicos são inerentemente motores com partida própria (que têm torque de partida). Deve-se notar que, mesmo operando como motor ou gerador, a máquina de indução assíncrona requer que a armadura seja conectada a uma fonte CA. Como a máquina de CC e a máquina síncrona (CA), a máquina de indução é *duplamente excitada* (V. Seç. 9-1), mas há fluxo de corrente alternada em ambos os enrolamentos, do estator e do rotor.

O enrolamento do rotor, que conduz corrente alternada produzida por indução pelo enrolamento do estator diretamente ligado à fonte, consiste de condutores de cobre ou alumínio engastados ou fundidos no rotor de ferro ou aço laminado. Anéis terminais, que curto-circuitam os terminais, são colocados em ambas as extremidades no tipo gaiola-de-esquilo, ou efetivamente num terminal no tipo de rotor bobinado.

2-6. CAMPOS E CIRCUITOS MAGNÉTICOS DA MÁQUINA DE CC

Como se demonstrou nas seções precedentes, todas as máquinas, qualquer que seja o tipo ou propósito, requerem: (1) um enrolamento cuja função é produzir

um campo magnético; (2) um enrolamento com condutores conduzindo corrente; e (3) um meio de proporcionar movimento relativo entre (1) e (2). A Fig. 2-5a mostra a distribuição de fluxo produzida pelo estator de quatro pólos na armadura rotativa de uma máquina CC. Esteja a máquina operando como motor ou como gerador, o único fluxo útil para a ação motora ou geradora é o que liga *ambos* os condutores, do campo e da armadura, simultaneamente. Este fluxo, denominado de fluxo mútuo ϕ_m, é mostrado na Fig. 2-5a como produzido pelo enrolamento de campo

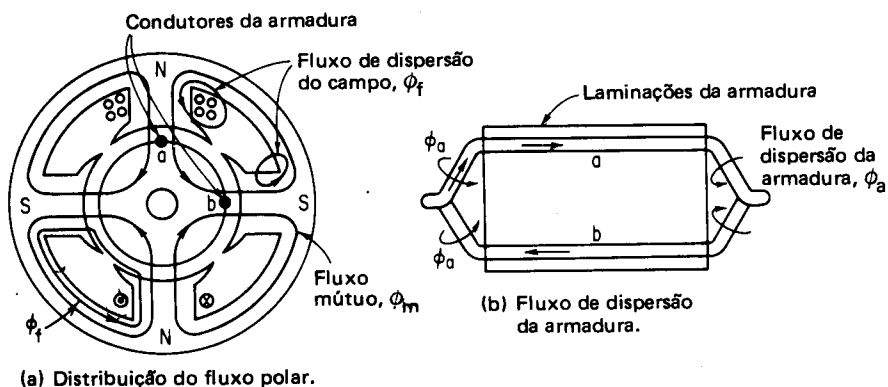



Fig. 2-5 — Fluxo mútuo e de dispersão nas máquinas CC.

em torno dos núcleos polares. Laços completos do circuito magnético são formados, passando do pólo norte, através do entreferro, para concatenar com os condutores da armadura, de volta através do entreferro até o pólo sul, e retornando através da carcaça ao pólo norte original. Como há uma relutância dupla do entreferro no circuito do fluxo mútuo (e o comprimento do entreferro varia nas máquinas comerciais de 1/16 a 1/4 de polegada), existe a possibilidade de um circuito magnético mais curto (ou fluxo de dispersão não-mútuo), que *não concatena* simultaneamente campo e armadura. Uma faixa de fluxo disperso pode ser estabelecida diretamente do pólo norte ao pólo sul, ou de um dado pólo à carcaça, como se mostra pelo fluxo de dispersão designado por ϕ_f na Fig. 2-5a.

Os condutores que giram e conduzem corrente, devido à natureza do enrolamento da armadura, também tendem a produzir um fluxo de dispersão na armadura ϕ_a, mostrado na Fig. 2-5b, particularmente na porção da bobina que não está engastada no ferro da armadura. Assim, ambos os enrolamentos, de campo e da armadura, tendem a produzir fluxos dispersos que são independentes do fluxo mútuo ou no entreferro.

2-7. REATÂNCIA DA ARMADURA

Dos dois fluxos de dispersão, o fluxo de dispersão do campo é de menor significado. A perda do fluxo de campo criada pela dispersão pode ser compensada pelo *incremento* da intensidade do campo, como se descreve na Seç. 2-9. Além de reduzir levemente o fluxo mútuo, o fluxo de dispersão polar apenas afeta a opera-

ção da máquina durante os períodos transitórios, tais como partida ou mudança nas condições de carga.

O fluxo de dispersão da armadura é de maior importância, pois é responsável pelo efeito denominado *reatância de dispersão da armadura* ou, simplesmente, *reatância da armadura.* A reatância da armadura varia, numa dada máquina, apenas com a corrente da armadura, pois é produzida pela corrente desta e abraça apenas os condutores da armadura. A reatância da armadura é simplesmente um efeito devido à *indutância própria* do condutor da armadura, e é observada, *apenas,* quando a corrente através do condutor está *variando.* Na máquina CC, a corrente no condutor da armadura (ignorando transitórios) muda apenas durante o período de comutação, quando inverte a direção da corrente nos condutores. A fem de autoindução, criada pela comutação dos condutores, dá origem à necessidade dos *pólos de comutação* ou interpolos na máquina CC. A reatância de dispersão nas máquinas CA é discutida na seguinte seção.

2-8. CAMPOS E CIRCUITOS MAGNÉTICOS NAS MÁQUINAS CA

A distribuição do fluxo mútuo para a máquina síncrona de quatro pólos é mostrada nas Figs. 2-6a e b. Como no caso da máquina CC, o fluxo mútuo ou útil no entreferro, ϕ_m, é o que abraça simultaneamente ambos os condutores de campo e armadura. Da mesma forma, algum fluxo de dispersão polar, ϕ_f, é produzido e abraça apenas os condutores do campo; mas o efeito deste fluxo de dispersão polar é idêntico ao da máquina de CC e pode ser compensado pelo acréscimo na corrente de campo.

No caso do fluxo de dispersão da armadura, ϕ_a, mostrado na Fig. 2-6, produzido pelos condutores da armadura que conduzem corrente e nos quais a corrente está continuamente alternando, é produzida uma *reatância indutiva na armadura,* X_a. Esta reatância da armadura numa combinação em quadratura com a resistência da armadura é um fator na *impedância total da armadura* e, como será visto mais tarde, desempenha um importante papel na determinação da regulação de

(a) Distribuição do fluxo para pólos salientes.

(b) Distribuição do fluxo para pólos não-salientes.

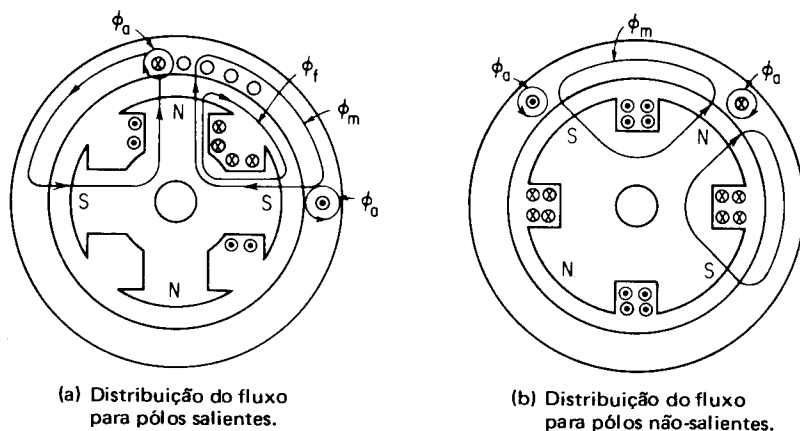



Fig. 2-6 — Fluxos mútuos e de dispersão em máquinas CA.

tensão de um alternador ou do ajuste do fator de potência de um motor síncrono.

O leitor não deverá confundir reatância da armadura com *reação da armadura*, toda vez que esses termos forem empregados.

Os efeitos da primeira foram descritos acima para máquinas CC e CA. A reação da armadura (Cap. 5) é o efeito da fmm produzida pelos Ae ($N_a I_a$) da armadura ao variar e distorcer o fluxo mútuo, ϕ_m, do campo. Na máquina de CC e CA, a reação da armadura e seus efeitos estão continuamente presentes, enquanto que a reatância da armadura afeta os condutores da máquina CC apenas quando a corrente está variando (como durante a comutação, resultando em centelhamento entre o comutador e as escovas).

2-9. CÁLCULO DO FLUXO MAGNÉTICO

O procedimento detalhado para o projeto das bobinas de campo requeridas para estabelecer uma dada densidade de fluxo na máquina está além do objetivo deste volume.[2] Num resumo breve, o processo consiste em dividir o circuito magnético, mostrado na Fig. 2-6a, em suas partes componentes: núcleo polar, sapata polar, entreferros, carcaça, dentes e núcleo da armadura. Uma tabela é então estabelecida relacionando as dimensões (comprimento médio e área em corte), material, fluxo total, densidade de fluxo, força magnetomotriz por parte, e os Ae totais por pólo. Cada uma das partes componentes acima é tratada como um elemento-série num circuito magnético baseado numa relação conhecida como "Lei do Circuito Magnético":[3]

> A intensidade do campo magnético de um caminho fechado é a soma dos Ae com que este caminho se concatena.

Estabelecida em termos de uma equação, a lei acima torna-se:

$$\phi = \frac{0{,}4\pi NI}{R} = 0{,}4\pi\left(\frac{N_1 I}{R_1} + \frac{N_2 I}{R_2} + \frac{N_3 I}{R_3} + \ldots + \frac{N_n I}{R_n}\right) \qquad (2\text{-}1)$$

onde ϕ é a intensidade do campo polar desejado e requerido para produzir torque ou para gerar uma fem numa máquina em linhas ou maxwells

R é a relutância total do circuito completo

R_1, R_2, etc. são as relutâncias individuais das partes componentes citadas acima

NI são os Ae totais ou força magnetomotriz a ser produzida pelos enrolamentos polares

$N_1 I, N_2 I$, etc. são as fmm individuais requeridas para vencer as relutâncias R_1, R_2, etc., para produzir o fluxo total ϕ em linhas.

---

[2] O procedimento é desenvolvido no livro *Direct Current Machinery*, de Kloeffler, Kerchner e Brenneman, edição revisada (New York, Macmillan, 1948), pp. 25-29.

[3] Às vezes é chamada *Lei de Kirchhoff referida ao Circuito Magnético*, na qual o análogo a tensão total aplicada são os Ae totais requeridos para estabelecer um desejado fluxo magnético num dado circuito magnético-série contendo várias relutâncias.

Como se estabeleceu na Seç. 2-6, uma certa quantidade de fluxo disperso é produzida e tende a reduzir o fluxo mútuo útil ou do entreferro. No cálculo acima, é costume aumentar o valor desejado para ϕ de um *coeficiente de dispersão*. Em máquinas muito pequenas e nas antigas, este coeficiente pode ser tão alto quanto 1,25; nas máquinas modernas, que possuem núcleos polares mais curtos e projeto melhorado para as sapatas polares, o coeficiente pode ser tão baixo quanto 1,05, particularmente para máquinas de maior capacidade.

Bobinas polares para certas máquinas, quer estacionárias como nas máquinas de CC, ou rotativas como nas do tipo CA, têm o mesmo número de espiras por pólo e as bobinas estão sempre conectadas em série para assegurar a mesma fmm ($N_f I_f$) no entreferro e fluxo sob cada pólo. Bobinas polares são projetadas de forma a providenciar um balanço adequado entre as perdas-joule do campo e a quantidade de cobre usada para as espiras. Um grande número de espiras no campo com uma resistência relativamente elevada produzirá a fmm requerida e uma baixa perda-joule no campo. Mas este projeto é executado às expensas de um custo mais elevado na construção envolvendo mais cobre, pólos maiores, e um tamanho físico maior. Assim, uma dada bobina polar numa máquina representa um *balanço ótimo* entre as perdas-joule no campo e o número de espiras e ampacidade do cobre que resultará no tamanho mais econômico e no mais baixo custo do material.

Enrolamentos polares, quer auto-excitados ou separadamente excitados, requerem corrente contínua para sua operação. Como eles são geralmente construídos com muitas espiras e são colocados em núcleos de ferro de relutância relativamente baixa, eles produzem um circuito *altamente indutivo*. Quando o circuito polar é energizado, a corrente i no circuito cresce de acordo com a equação geral de tensão

$$V_{cc} = R_i + L\left(\frac{di}{dt}\right) \qquad (2\text{-}2)$$

onde V_{cc} é a tensão aplicada no circuito de campo
i é a corrente instantânea no circuito de campo
L é a indutância do circuito do enrolamento de campo
R é a resistência do circuito polar
di/dt é a razão de aumento da corrente de campo no circuito polar.

Resolvendo a Eq. 2-2 em função de i (por cálculo), chegamos à mesma equação na forma

$$i = \frac{V_{cc}}{R}\left(1 - E^{-Rt/L}\right) \qquad (2\text{-}3)$$

onde E é 2,718 ... (a base dos logaritmos naturais ou Neperianos) e todos os outros termos foram previamente definidos.

Quando a corrente alcança o valor de regime permanente (no fim de aproximadamente cinco vezes o valor de L/R em segundos), a corrente no enrolamento de campo é constante e é limitada apenas pela resistência do circuito de campo. O efeito indutivo do circuito de campo ocorre apenas durante as condições tran-

sitórias de : (1) flutuações na energia aplicada ao campo; (2) uma variação na corrente de campo por meio do reostato de campo ou potenciômetro de campo; ou (3) abrindo o (ou removendo a energia do) circuito de campo.

O transitório citado por último é o mais sério de todos; pois, se o circuito de campo é subitamente aberto, a razão na variação da corrente é elevada e o termo $L\ (di/dt)$ na Eq. 2-2 opera independentemente da tensão de suprimento, uma vez que não está mais conectada ao mesmo. O resultado é uma fem de auto-indução que pode ter várias vezes o valor da tensão de alimentação. Esta tensão pode danificar os instrumentos conectados através do campo, romper o isolamento dos enrolamentos polares, ou causar arcos severos nos contatos das chaves que suprem energia ao circuito de campo. A menos que seja propriamente protegido, o enrolamento do campo CC *não* deve ser aberto enquanto o campo está energizado.

Quando se torna necessário abrir o circuito de campo, para estudos em laboratório ou operação comercial, uma *chave especial para descarga do campo* e resistor são empregados, mostrados na Fig. 2-7a. Esta chave permite que um *resistor de descarga, R*, seja colocado em paralelo com o circuito de campo no instante de abertura do circuito de campo. A energia do campo magnético

(a) Resistor de descarga do campo e chave.

(b) Posição correta do voltímetro (volt-metro) na medida da resistência do circuito de campo ou perdas no circuito de campo.

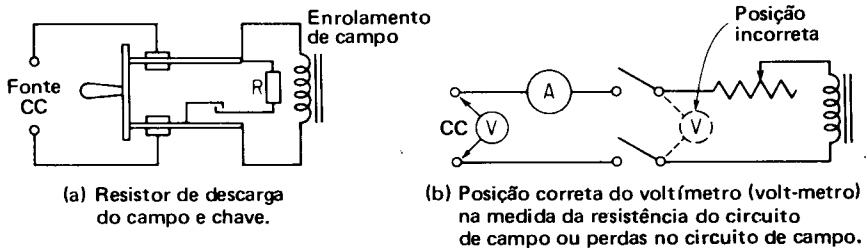



Fig. 2-7 — Circuito de descarga do campo e medidas do campo.

$\left(\frac{1}{2}\ LI^2\right)$ é assim dissipada no resistor de baixa resistência de descarga de campo e não através dos contatos da chave ou do voltímetro (volt-metro) ligado ao campo. No laboratório, se não temos disponíveis chave e resistor de descarga de campo, pode ser usada a conexão da Fig. 2-7b, preferentemente com interruptores de circuito do que com chaves faca abertas. A conexão mostrada não apenas protege o voltímetro mas também conduz a uma melhor medida em termos de sensibilidade de instrumentos.

2-10. ENROLAMENTOS DA ARMADURA[4]

Como se mostra nas Figs. 2-1 a 2-4, representando os quatro tipos básicos de máquinas, os enrolamentos da armadura, quer no estator ou no rotor, são

[4]Apesar do assunto de enrolamentos e seus cálculos estarem além do escopo deste texto, esta seção é incluída aqui para discutir os princípios que serão desenvolvidos mais tarde. Para uma cobertura bastante pormenorizada deste assunto, o leitor deve procurar Liwschitz-Garik and Whipple, *Electrical Machinery* (Princeton, NJ, Van Nostrand, 1946), v. 1, cap. 6; v. 2, cap. 4.

sempre do tipo *não-saliente* e são distribuídos igualmente nas ranhuras adjacentes ao entreferro em volta da periferia da armadura. Essencialmente, há dois tipos, dependendo do tipo de fechamento ou reentrada do enrolamento: enrolamentos de circuito fechado, empregados nas máquinas de CC; e enrolamentos de circuito aberto, empregados usualmente em máquinas CA.

Qualquer que seja o tipo ou a aplicação, a maioria dos enrolamentos da armadura consistem de bobinas pré-formadas romboidais, como se mostra na Fig. 2-8a, que são inseridas nas ranhuras da armadura e conectadas de modo a produzir o enrolamento completo. Cada bobina consiste de muitas espiras de fio coberto por fina seda, algodão ou esmalte, individualmente isoladas, imersas em verniz, e isoladas das ranhuras da armadura. O número de *condutores*, [Z na Eq. (1-6)] numa dada bobina será o *dobro* do número de *espiras* da mesma, ou seja, dois condutores por espira.

Em geral, as bobinas da armadura cobrem 180° elétricos, isto é, do centro de um dado pólo até o centro de um pólo de polaridade *oposta*, o qual, não obstante, pode ser fisicamente adjacente, como se mostra na Fig. 2-8b e c. Se a

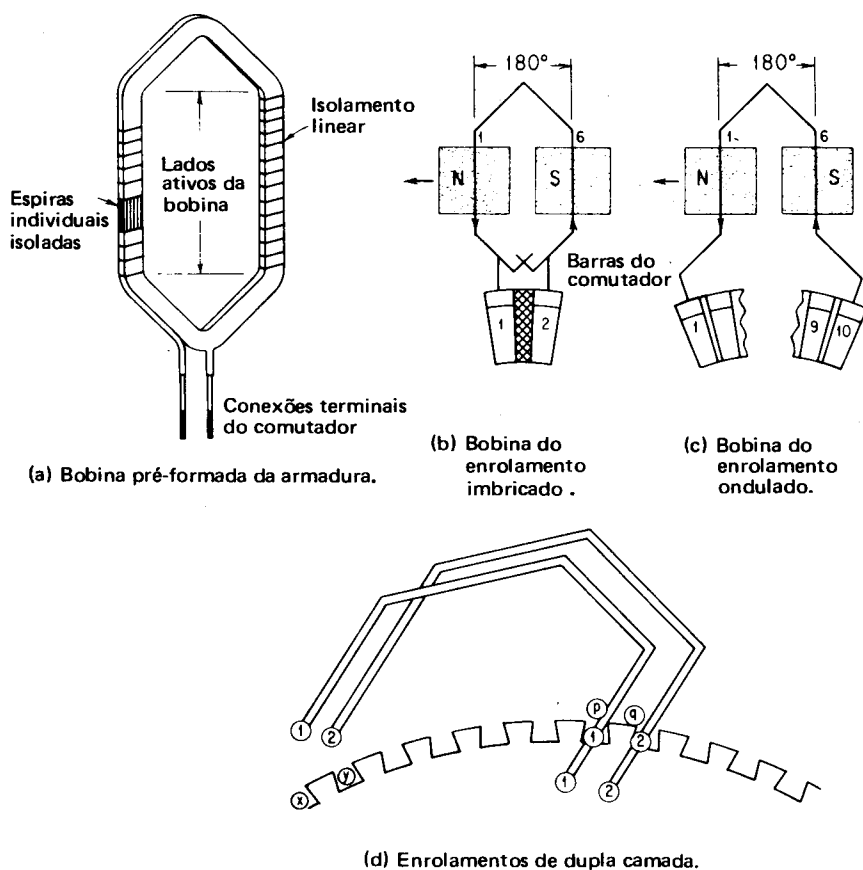



Fig. 2-8 — Tipos de bobinas da armadura de máquinas CC e conexões terminais.

bobina cobre um espaço de 180° elétricos, ela é chamada de *bobina de passo inteiro*, enquanto que, se ela abrange menos do que 180° elétricos, é denominada de *bobina de passo fracionário*. Um enrolamento da armadura com passo fracionário é denominado de *enrolamento cordado*. O enrolamento de passo fracionário requer o uso de menos cobre que o de passo inteiro, mas eles têm, aproximadamente, as mesmas características, porque as cabeças de bobinas frontais e posteriores mais curtas são inativas. Uma bobina que abrange 150 graus elétricos terá um *fator de passo*, p, de 150°/180° = 0,833 ou 83,3 por cento. Em geral, fatores de passo menores do que 80% são evitados.

A maioria dos enrolamentos da armadura são enrolamentos de *dupla camada*, ou seja, dois lados de bobina são inseridos em cada ranhura. Ao enrolarmos uma armadura com dupla camada, um lado da bobina p é colocado no fundo de uma ranhura, como se mostra na Fig. 2-8d para a bobina 1, na qual o lado direito da bobina é inserido e o outro lado não. O segundo lado da bobina não é colocado até que todas as outras bobinas da armadura tenham sido inseridas nos fundos das ranhuras. Quando o lado da bobina x foi inserido num fundo de ranhura, apenas então o lado da bobina 1 é colocado; quando o lado da bobina y foi inserido num fundo de ranhura, apenas então o lado da bobina 2 é inserido, e assim por diante. O propósito deste procedimento é de assegurar resistência contra forças centrífugas e aproximadamente perfeita igualdade em tamanho, forma e peso para todas as bobinas.

2-11. ENROLAMENTOS ONDULADOS E IMBRICADOS — SEMELHANÇAS E DIFERENÇAS

Na Seç. 1-13, ficou estabelecido que as armaduras consistem de bobinas ligadas em série, possuindo dois ou mais caminhos para a corrente. Dois tipos de conexões terminais são empregados para assegurar que as fem induzidas nos lados das bobinas ligadas em série somem-se umas às outras, a saber, a *conexão ondulada* e a *conexão imbricada* vistas nas Figs. 2-8b e c. Observe-se que em ambos os tipos de conexão, um lado ativo da bobina está sob um pólo norte e o outro sob um pólo sul; supondo que o campo move-se para a esquerda (movimento do condutor para a esquerda), a fem induzida no lado da bobina colocada na ranhura 1 tem a mesma direção que a inserida na ranhura 6, independentemente da conexão terminal. Note-se que o terminal da bobina do enrolamento ondulado adiciona as fem de tal maneira que os terminais das bobinas devem ser conectados em série às barras adjacentes do comutador. Como o enrolamento de uma máquina CC deve ser fechado, o último terminal de bobina no enrolamento é ligado ao primeiro lado de bobina de uma bobina adjacente na primeira barra do comutador onde o enrolamento começou. O enrolamento descrito é também mostrado na Fig. 2-9a, onde o lado *superior* da bobina é representado por uma linha *sólida* e o lado de *baixo* por uma linha *pontilhada*.

A Fig. 2-9a também serve para mostrar as conexões das escovas com relação às bobinas. Observe-se que a escova positiva é conectada ao comutador 3 e, neste instante, está conectada à bobina 3. Como as escovas são estacionárias,

para a posição particular de cada uma das quatro escovas, elas estão *sempre* em contato com uma bobina que está indo para a comutação, ou seja, uma bobina que permanece no espaço interpolar. Ao mesmo tempo, a soma das fem dos lados das bobinas, para a esquerda e para a direita da escova positiva, é tal que tende a enviar corrente para a escova a partir de ambas as direções ou caminhos [a, na Eq. (1-6)]. Assim, cada escova positiva no enrolamento imbricado, visto na Fig. 2-9a, recebe corrente de dois caminhos, perfazendo um total de quatro caminhos para a máquina de quatro pólos mostrada.

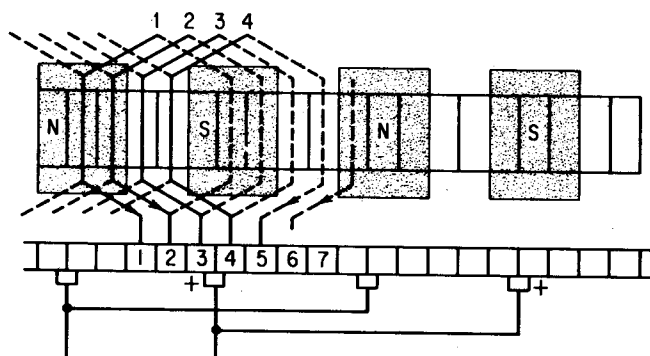
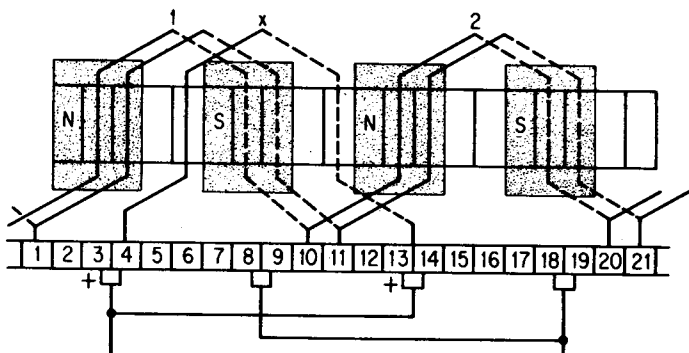
Uma bobina ondulada é vista na Fig. 2-8c, e o enrolamento ondulado na Fig. 2-9b. Como se estabeleceu previamente, os enrolamentos diferem apenas na maneira pela qual os terminais das bobinas são conectados ao comutador.

(a) Enrolamento imbricado de máquina CC.

(b) Enrolamento ondulado de máquina CC.

Fig. 2-9 — Vista desenvolvida da armadura de máquinas de CC.

No enrolamento ondulado, as conexões-série dos lados das bobinas entre as escovas são criadas passando várias vezes através da armadura antes que um caminho entre as escovas seja completado. Assim, partindo do comutador 1, a bobina 1 entra na parte superior da ranhura 1 sob o pólo norte, indo então para a parte inferior da ranhura 6 sob o pólo sul adjacente e para o comutador 10;

daí para a bobina 2 na ranhura 11 sob o pólo norte subseqüente e à ranhura 16 sob o próximo pólo sul até o comutador 20; e assim por diante. Assim, a bobina 1 está em série com a bobina 2 e, ao contrário do enrolamento imbricado, estas bobinas ligadas em série estão sob um diferente par de pólos. Numa máquina de quatro pólos, a bobina 3 estará agora sob o primeiro par de pólos e a bobina 4 sob o segundo par, e assim por diante, até que todas as ranhuras estejam completadas.

Os enrolamentos ondulados também diferem dos enrolamentos imbricados na maneira em que as escovas são conectadas entre si. Na Fig. 2-9b, a bobina x, localizada na zona interpolar, abrange as barras do comutador 4 e 14, assim conectando as escovas positivas. Da mesma maneira, outras bobinas localizadas no espaço interpolar conectam as escovas negativas num ponto comum. É então necessário apenas ter duas escovas, não importa o número de pólos no enrolamento ondulado, porque as próprias bobinas servem para completar os caminhos de volta a um ponto comum de escova. Pode-se mostrar também que, para um enrolamento ondulado que use todas as bobinas na armadura para formar um caminho fechado, há apenas dois caminhos, qualquer que seja o número de pólos.

Há muitas variações de enrolamentos, bem como outros tipos de enrolamentos que são empregados nas máquinas de CC para se conseguir altas correntes ou características de tensão. Num destes tipos, denominado enrolamento *múltiplex*, há vários conjuntos de enrolamentos completamente fechados e independentes. Se há apenas um conjunto de bobinas para formar o enrolamento fechado, este enrolamento é denominado *símplex*. Se existem dois desses enrolamentos na mesma armadura, o conjunto é denominado *dúplex*, e assim por diante. A multiplicidade afeta o número de possíveis caminhos na armadura. Para um dado número de ranhuras e bobinas, à medida que a multiplicidade aumenta, os caminhos também aumentam, elevando a capacidade em corrente, mas decrescendo a especificação em tensão, como se mostra na Seç. 1-13 e Tabela 1-2.

Computando a fem média gerada entre escovas, a partir da Eq. (1-6), o número de caminhos, a, para os enrolamentos imbricado e ondulado é determinado pelas seguintes relações simples:

para um enrolamento imbricado $a = mP$ (2-4)

para um enrolamento ondulado $a = 2m$ (2-5)

onde a é o número de caminhos em paralelo na armadura

m é a multiplicidade da armadura

P é o número de pólos.

EXEMPLO 2-1:

a. Uma armadura com um enrolamento imbricado tríplex é usada numa máquina com quatorze pólos e com quatorze conjuntos de escovas, cada um abraçando três barras do comutador. Calcule o número de caminhos na armadura.

b. Repita (a) para um enrolamento ondulado tríplex, tendo dois conjuntos de escovas e quatorze pólos.

Solução:

a. $a = mP = 3 \times 14 =$ **42 caminhos** (2-4)

b. $a = 2m = 2 \times 3 =$ **6 caminhos** (2-5)

EXEMPLO 2-2: Calcule a fem gerada em cada um dos problemas acima, se o fluxo por pólo é $4{,}2 \times 10^6$ linhas, a velocidade do gerador 60 rpm e há 420 bobinas na armadura, cada bobina com 20 espiras.

Solução:

a. $Z = 420$ bobinas $\times$ 20 espiras/bobina $\times$ 2 condutores/espira = 16.800 condutores

Da Eq. (1-6):

$$E_g = \frac{\phi ZNP}{60a} \times 10^{-8}\ \text{V} = \frac{4{,}2 \times 10^6 \times 16.800 \times 60 \times 14}{60 \times 42} \times 10^{-8} = 235{,}2\ \text{V}$$

b. $$E_g = \frac{4{,}2 \times 10^6 \times 16.800 \times 60 \times 14}{60 \times 6 \times 10} = 1.646{,}4\ \text{V}$$

Os caminhos para a máquina símplex com enrolamento imbricado com quatro pólos, mostrada na Fig. 2-9a, são representadas na Fig. 2-10. Note-se que há quatro pólos e quatro caminhos, cada caminho suportando um quarto da corrente total e gerando uma tensão por caminho de e_p. A potência total gerada pela máquina operando como um gerador é $e_p I$. A Fig. 2-10c mostra o circuito equivalente desta armadura operando como um motor na mesma velocidade e densidade de fluxo. A fcem gerada por caminho é e_p, e a resistência do enrolamento em cada caminho é r_w. No funcionamento como motor, a tensão de linha aplicada V_L excede e_p da queda de tensão através da resistência dos enrolamentos, $Ir_w/4$ (admitindo nenhuma queda nas escovas).

Os caminhos para a máquina símplex com enrolamento ondulado de quatro pólos, mostrada na Fig. 2-9b, são representados na Fig. 2-11. Note-se que há quatro pólos e dois caminhos, uma vez que os caminhos são independentes do número de pólos num enrolamento ondulado, como se estabeleceu na Eq. 2-5. Para condutores de mesma capacidade de corrente, como o enrolamento imbricado acima, ou seja, $I/4$, a corrente por caminho no enrolamento ondulado é $I/4$. A corrente total, como só existem dois caminhos, é $I/2$. Mas, agora, que há apenas dois caminhos, o número de condutores por caminho é duplo, e a fem por caminho

(a), (b) Caminhos num enrolamento imbricado (gerador).

(c) Circuito equivalente de um enrolamento imbricado (motor).

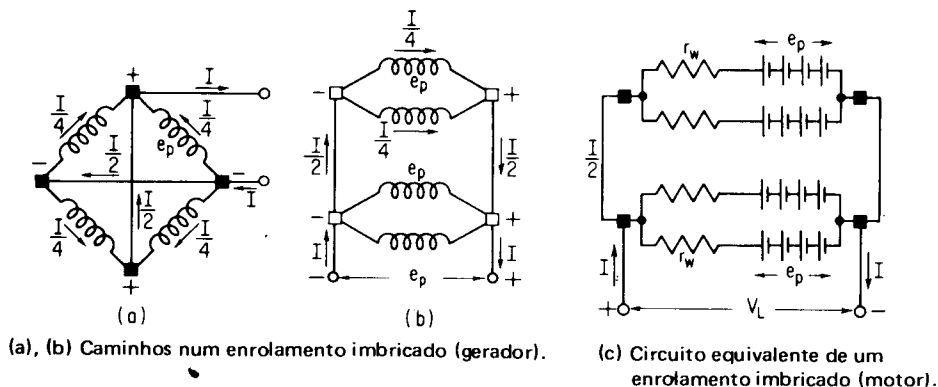



Fig. 2-10 — Caminhos na armadura e circuito equivalente para uma máquina símplex com enrolamento imbricado, com quatro pólos.

(a) Enrolamento ondulado da armadura.

(b) Caminhos (gerador).

(c) Circuito equivalente de uma máquina com enrolamento ondulado (motor).

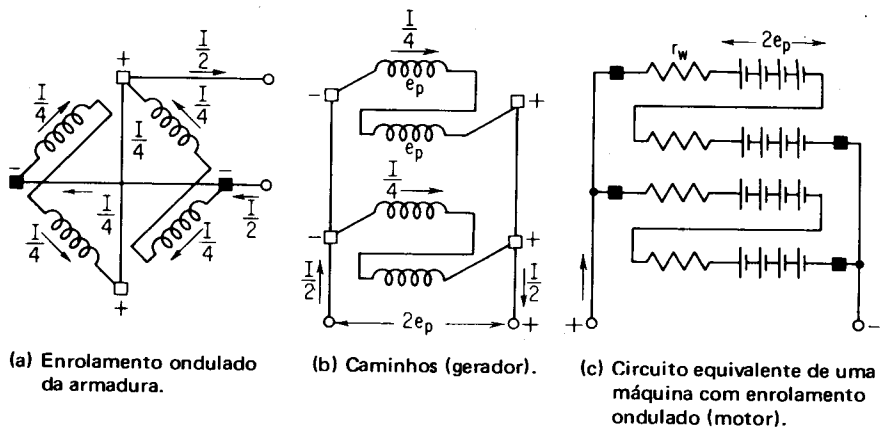



Fig. 2-11 — Capacidade equivalente da máquina de CC com enrolamento ondulado, mostrando os caminhos e o circuito equivalente para um enrolamento ondulado símplex, com quatro pólos.

é $2\,e_p$. A potência total gerada pela máquina operando como gerador é $2\,e_p\,I/2$, ou ainda $e_p\,I$. Isto também está ainda de acordo com o estabelecido na Seç. 1-13 e Tabela 1-2.

A máquina com enrolamento ondulado, funcionando como motor, é mostrada na Fig. 2-11c. Note-se que a resistência por caminho e a tensão por caminho são, cada uma, o duplo daquela da armadura equivalente com enrolamento imbricado, porque há o duplo de condutores em série, produzindo uma fcem e resistência em oposição à tensão aplicada.

2-12. ENROLAMENTOS — SUMÁRIO

Com base no material precedente, pode-se fazer o seguinte sumário, com relação a cada um dos enrolamentos estudados.

2-12.1 ENROLAMENTO IMBRICADO

Há sempre tantos caminhos em paralelo quanto é o produto da multiplicidade pelo número de pólos [Eq. (2-4)]. Cada caminho, em qualquer instante, contém um grupo-série de bobinas, N_c/a, onde N_c é o número total de bobinas da armadura. A corrente suportada por cada bobina da armadura é a corrente total nos terminais da armadura (corrente que entra ou sai da armadura) dividida pelo número de caminhos, I/a. Este enrolamento requer tantas escovas quantos são os pólos.

2-12.2 ENROLAMENTO ONDULADO

O número de caminhos na armadura é duas vezes a multiplicidade, $2m$, e independe do número de pólos [Eq. (2-5)]. Cada caminho, em qualquer instante,

contém um grupo-série de bobinas, N_c/a, similar ao enrolamento imbricado acima. A corrente suportada por cada bobina da armadura é a corrente total da armadura dividida pelo número de caminhos, I/a, também similar à do enrolamento imbricado acima. O enrolamento ondulado requer apenas duas escovas, independentemente do número de pólos, apesar de que, em grandes máquinas, podem-se usar tantos conjuntos de escovas quantos são os pólos, para reduzir a corrente suportada por escova.

Comparando os méritos relativos dos enrolamentos imbricado e ondulado, é óbvio que o enrolamento imbricado recomenda-se para máquinas de CC a altas correntes e baixa tensão. Para uma dada capacidade de corrente por bobina, digamos de 100 A, uma armadura tríplex, com enrolamento imbricado de 12 pólos, pode entregar uma corrente nominal de 3.600 A ou 36 vezes a corrente por bobina. Por outro lado, a máquina com enrolamento ondulado recomenda-se para aplicações de alta tensão e baixa corrente, em que a máquina opera em elevadas velocidades. A especificação de tensão de tais máquinas é limitada pela possibilidade do aparecimento de arco[5] entre segmentos adjacentes do comutador e a qualidade do isolamento das bobinas da armadura. O enrolamento ondulado, por causa da possibilidade de usar apenas dois conjuntos de escovas, é recomendável para aplicações tais como serviço de tração elétrica em ferrovias, onde a periferia completa do motor pode ser inacessível para manutenção e reposição de escovas.

2-13. ENROLAMENTOS DA ARMADURA DE MÁQUINAS SÍNCRONAS CA

Ao contrário das máquinas de CC, nas quais são usados enrolamentos fechados (reentrantes), a máquina CA pode usar quer enrolamentos abertos quer fechados; mas a vasta maioria das aplicações usa enrolamentos abertos. Bobinas pré-formadas do tipo em forma de diamante, quer do tipo ondulado ou imbricado, são usadas em enrolamentos abertos das máquinas CA. Como se estabeleceu na Seç. 2-3 e sua figura acompanhante, nenhum comutador é necessário para converter a corrente alternada, gerada na bobina individual, em corrente contínua. Como *nenhuma comutação* é requerida, não é necessário usar enrolamentos fechados ou girar a armadura. Como numa armadura CC, grupos de bobinas são conectados em série com o propósito de aumentar a tensão ou torque. Este grupo conectado em série, cujos terminais são levados para fora da armadura, é denominado *fase.* Se todas as bobinas colocadas em todas as ranhuras da armadura forem ligadas em série, o enrolamento da máquina síncrona (CA) é um enrolamento *monofásico.* Se dois enrolamentos conectados em série, separados e isolados entre si, forem colocados nas ranhuras da armadura (estator) e forem mecanicamente deslocados um com relação ao outro, o enrolamento da máquina síncrona (CA) é um enrolamento *bifásico,* e assim por diante.

[5]Uma regra prática do polegar é um máximo valor permissível de 15V entre segmentos adjacentes do comutador. O arco pode ser evitado pelo projeto e operação da máquina em velocidades e tensões bem abaixo deste valor.

(a) Enrolamento trifásico, concentrado, ondulado, camada simples, com uma ranhura por pólo e por fase (um lado da bobina por ranhura).

(b) Polaridade instantânea e relação de fase das bobinas.

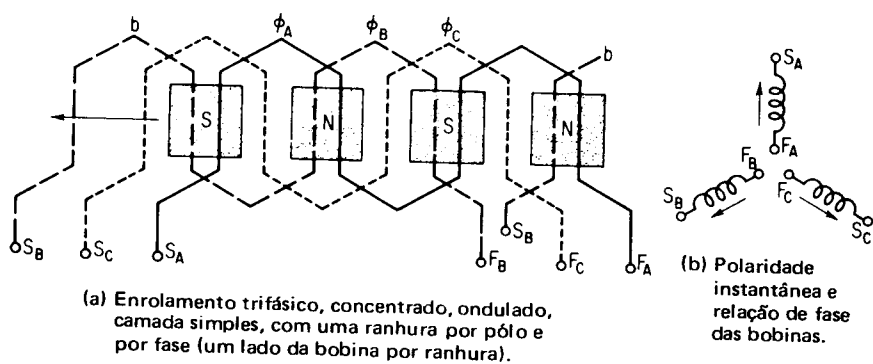



Fig. 2-12 — Enrolamentos abertos usados nas máquinas síncronas CA.

O *enrolamento trifásico,* numa forma extremamente simplificada, é mostrado na Fig. 2-12a. A partida e o término de todas as bobinas na fase *A* são designados, respectivamente, como S_A e F_A. A fase *A* é mostrada como uma linha sólida na figura, a fase *B* como uma linha tracejada, e a fase *C* como uma linha pontilhada. Note-se que cada enrolamento não começa e termina sob o mesmo pólo. Se nós supusermos que os pólos no rotor estão se movendo para a esquerda, como se mostra, então o movimento relativo dos condutores da armadura (V. Seç. 1-5) é para direita, produzindo uma *seqüência de fase ACBACBA,* etc. Se a distância entre dois pontos correspondentes e adjacentes nos pólos é de 180° elétricos, nós podemos ver que a distância entre o lado da bobina na partida de *A* e na partida de *C* é aproximadamente 120 graus elétricos. Assim, a ponta condutora do pólo norte movendo-se para a esquerda na Fig. 2-12a induzirá tensões idênticas nos correspondentes lados de bobinas *A, B* e *C,* respectivamente, afastados de 120 graus elétricos. Pela regra de Fleming da mão esquerda, dado o movimento acima do condutor com relação ao campo, um pólo norte induzirá uma tensão correspondente do fim para o início das bobinas, deslocadas como se mostra na Fig. 2-12b. Note-se que a fase *B* atrasa-se da fase *A* de 240 graus elétricos, ou adianta-se da fase *A* de 120 graus elétricos.

O enrolamento empregado na Fig. 2-12 é um enrolamento *aberto,* pois ambos os terminais dos enrolamentos foram levados a conexões apropriadas. É um enrolamento *ondulado,* pois ele progride de pólo a pólo. É um enrolamento *concentrado* porque todas as bobinas de uma fase estão concentradas numa mesma ranhura sob um mesmo pólo. É um enrolamento de *camada simples* porque há apenas metade de uma bobina (um lado da bobina) em cada ranhura.

2-14. ENROLAMENTOS DE CAMADA SIMPLES E DUPLA

Enrolamentos de camada simples são muitas vezes usados em estatores de pequenos motores de indução e nos rotores de pequenos motores de indução de rotor bobinado. Um corte de um enrolamento de camada simples é visto no lado esquerdo da Fig. 2-13b. Como nos enrolamentos da armadura das máquinas

(a) Enrolamento imbricado de camada simples, distribuído, monofásico, duas ranhuras por pólo e por fase (um lado de bobina por ranhura).

(b) Camada simples contra camada dupla.

(c) Enrolamento monofásico, dupla camada, concentrado, imbricado, com uma ranhura por pólo e fase (dois lados de bobina por ranhura).

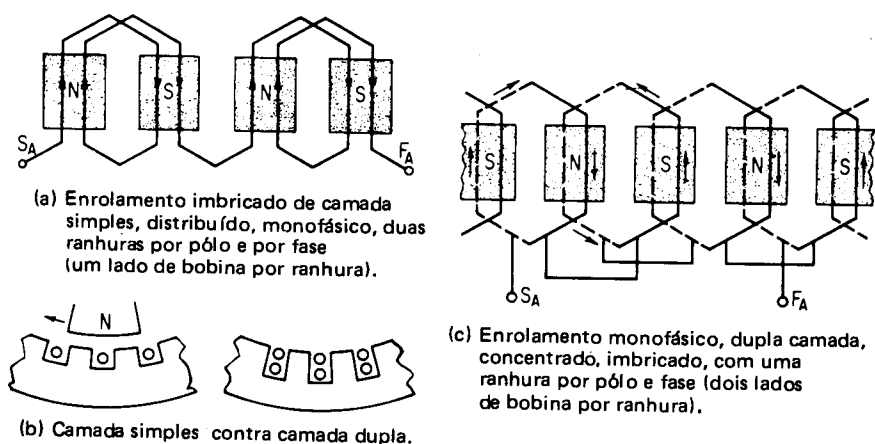



Fig. 2-13 — Enrolamentos distribuídos e concentrados, de camada simples e dupla.

de CC, a preponderância das armaduras comerciais das máquinas síncronas (CA) é do tipo de camada dupla, mostrado em corte na direita da Fig. 2-13b. O enrolamento de dupla camada ou de bobina inteira deriva seu nome do fato de que há dois lados de bobina (uma bobina) por ranhura. A Fig. 2-13a mostra um enrolamento imbricado de camada simples e as Figs. 2-13b e c mostram um enrolamento imbricado de camada dupla.

2-15. ENROLAMENTOS DE PASSO FRACIONÁRIO

Como a maioria dos enrolamentos de camada simples são enrolamentos de passo inteiro, os enrolamentos de dupla camada são geralmente projetados como enrolamentos de passo fracionário (V. Seç. 2-10). Esta prática comum deriva do fato de que a primeira vantagem do enrolamento de dupla camada é de que ele permite o uso de bobinas de passo fracionário. A Seç. 2-10 mostrou que as máquinas de CC empregavam passo fracionário de modo a economizar cobre. Como será mostrado mais tarde, enrolamentos de passo fracionário, quando usados em armaduras de máquinas síncronas e assíncronas CA, além de economizar cobre (1) reduzem as harmônicas das fmm produzidas pelo enrolamento da armadura, e (2) reduzem as harmônicas das fem induzidas no enrolamento, sem reduzir a magnitude da onda fundamental da fem em qualquer extensão. Pelas três razões citadas, os enrolamentos de dupla camada são quase universalmente empregados nas armaduras das máquinas síncronas (CA).

Apesar do uso do passo fracionário em máquinas de CC, *não* é necessário aplicar um *fator de passo*, k_p, no cálculo da fem induzida entre escovas da Eq. 1-6. A fem média induzida em cada bobina de uma máquina de CC pode ser considerada em fase com todas as outras bobinas num dado caminho entre escovas. No caso de uma máquina CA usando uma bobina de passo inteiro, tal como se mostra na Fig. 2-12a, os dois lados da bobina abrangem uma distância exatamente igual ao passo polar de 180 graus elétricos. Como resultado, as fem induzidas

(a) Bobina de passo inteiro. (b) Bobina de passo fracionário.

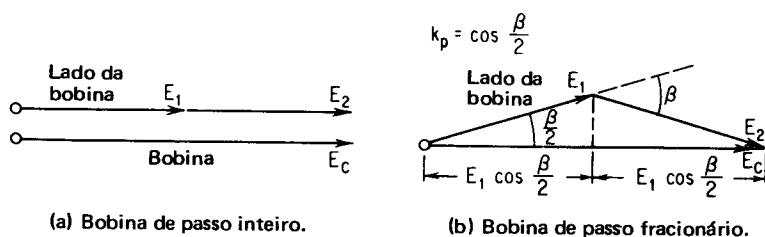



Fig. 2-14 — Força eletromotriz da bobina em função das fem nos lados da bobina para bobinas de passo inteiro e fracionário.

numa bobina de passo inteiro são tais que as fem induzidas nos lados da bobina estão em fase, como se mostra na Fig. 2-14a. O fator de passo, k_p, de uma bobina de passo inteiro é unitário, e a tensão total da bobina E_c é 2 $E_1 \times k_p$ ou 2 E_1.

No caso de enrolamentos de dupla camada, mostrados na Fig. 2-13c, será notado que o espaço abrangido por uma simples bobina é *menor* do que o espaço polar de 180 graus elétricos. A fem induzida em cada lado da bobina *não* está em fase, e a tensão resultante na bobina, E_c, será menor que a soma aritmética da tensão em cada lado da bobina, ou menor do que $2E_1$. É óbvio que $2E_1$ deve ser multiplicado por um fator que é menor do que a unidade ou $2E_1\, k_p$ para produzir a tensão apropriada da bobina E_c. A partir da igualdade da sentença prévia, o fator de passo, k_p, é

$$k_p = \frac{E_c}{2E_1} = \frac{\text{soma fasorial da tensão nos dois lados da bobina}}{\text{soma aritmética da tensão nos dois lados da bobina}} \tag{2-6}$$

A relação acima, em termos de tensões, é de interesse para compreender o conceito, mas não é muito útil, pois nós não temos nenhum modo de predizer a variação da tensão se a bobina fosse estirada ou comprimida. Se nós admitirmos que as fem induzidas nas duas bobinas, E_1 e E_2, estão fora de fase entre si, por algum ângulo β, como se mostra na Fig. 2-14b, então o ângulo entre E_1 e a tensão resultante na bobina E_c é $\beta/2$. A tensão resultante na bobina E_c a partir da Eq. (2-6) e da Fig. 2-14b é:

$$E_c = 2E_1 \cos \frac{\beta}{2} = 2\, E_1\, k_p$$

e então

$$k_p = \cos \frac{\beta}{2} \tag{2-7}$$

onde β é 180° menos o número de graus elétricos abrangidos pela bobina.

Como β é o ângulo suplementar da extensão da bobina, o fator de passo, k_p, pode ser também expresso como:

$$k_p = \text{sen}\, \frac{p^\circ}{2} \tag{2-8}$$

onde p° é o ângulo elétrico abrangido pela bobina.

EXEMPLO 2-3: Uma armadura com 72 ranhuras, tendo quatro pólos, é enrolada com bobinas abrangendo 14 ranhuras (ranhura 1 até ranhura 15). Calcule:
a. O ângulo abrangido por uma bobina de passo inteiro (espaço ocupado por pólo).
b. O espaço ocupado por bobina em graus elétricos.
c. O fator de passo, usando a Eq. 2-7.
d. O fator de passo, usando a Eq. 2-8.

Solução:

a. $\dfrac{72 \text{ ranhuras}}{4 \text{ pólos}} = \mathbf{18 \text{ ranhuras por pólo}}$

ou 18 ranhuras ocupam 180 graus elétricos

b. $p^\circ = \dfrac{14}{18} \times 180^\circ = \mathbf{140^\circ}$

c. $k_p = \cos \dfrac{\beta}{2} = \cos \dfrac{180^\circ - 140^\circ}{2} = \cos 20^\circ = \mathbf{0{,}94}$ (2-7)

d. $k_p = \text{sen } \dfrac{p^\circ}{2} = \text{sen } \dfrac{140^\circ}{2} = \text{sen } 70^\circ = \mathbf{0{,}94}$ (2-8)

É, muitas vezes, conveniente falar que uma bobina da armadura tem o passo fracionário, expresso como uma fração, ou seja, 5/6 de passo, ou 11/12 de passo, etc. Em tal caso, os graus elétricos abrangidos, p, valem $(5/6) \times 180^\circ$, ou 150°; $(11/12) \times 180^\circ$, ou 165°, etc.; o fator de passo, k_p, é ainda computado, como na Eq. (2-8) e Ex. 2-4 abaixo.

EXEMPLO 2-4: Uma armadura com 6 pólos, 96 ranhuras, é enrolada com bobinas tendo um passo fracionário 13/16. Calcule o fator de passo.

Solução:

$$k_p = \text{sen } \frac{p^\circ}{2} = \text{sen } \left[\frac{(13/16) \times 180^\circ}{2}\right] = \text{sen } 73{,}2 = \mathbf{0{,}957} \qquad (2\text{-}8)$$

2-16. ENROLAMENTOS DISTRIBUÍDOS — FATOR DE DISTRIBUIÇÃO

Os enrolamentos mostrados nas Figs. 2-12a e 2-13c são chamados *enrolamentos concentrados* porque todos os lados de bobina de uma dada fase estão concentrados numa única ranhura sob um dado pólo. Para a Fig. 2-12a, na determinação da tensão induzida CA por fase, seria necessário apenas multiplicar a tensão induzida em qualquer dada bobina pelo número de bobinas ligadas em série em cada fase. Isto é verdade para o enrolamento mostrado na Fig. 2-12a, porque os condutores de cada bobina, respectivamente, caem na mesma posição com relação aos pólos N e S assim como outras bobinas-série da mesma fase. Como estas tensões individuais por bobinas são induzidas em fase, uma em relação às outras, elas podem ser adicionadas aritmeticamente, ou a tensão numa

dada bobina pode ser multiplicada pelo número de bobinas ligadas em série por fase para obter a tensão induzida por fase.

Enrolamentos concentrados, nos quais todos os condutores de uma dada fase por pólo estão concentrados numa única ranhura, não são comercialmente usados e têm numerosas desvantagens. Eles não conseguem usar eficientemente toda a periferia interna do núcleo do estator e torna-se então necessário o uso de ranhuras extremamente profundas onde os enrolamentos estão concentrados, aumentando assim a dispersão e a reatância da armadura (V. Seç. 2-7). Finalmente, eles conduzem a uma baixa relação cobre-ferro (para um dado peso de ferro da máquina, quanto mais cobre concentrado nas ranhuras houver, maior a capacidade e a saída da máquina), pois não usam eficientemente o fluxo mútuo do entreferro no núcleo da armadura do estator. Será também mostrado mais adiante que *enrolamentos distribuídos* (tal como bobinas de passo fracionário) reduzem as harmônicas na forma de onda de saída. É muito mais eficiente distribuir as ranhuras da armadura em volta da periferia interna do estator, usando um espaçamento uniforme entre ranhuras, do que concentrar os enrolamentos em poucas ranhuras profundas.

Quando as ranhuras são distribuídas uniformemente em torno da armadura, o enrolamento que é inserido é um *enrolamento distribuído*. Um enrolamento imbricado distribuído é mostrado na Fig. 2-13a. Note-se que duas bobinas no conjunto da fase A estão deslocadas uma com relação à outra. As tensões induzidas em cada uma destas bobinas estarão defasadas do mesmo ângulo em que as ranhuras foram distribuídas, e a tensão total induzida em qualquer fase será a soma fasorial das tensões individuais nas bobinas. As tensões induzidas nas quatro bobinas individuais, mostradas na Fig. 2-13a, são representadas vetorialmente na Fig. 2-15 como estando deslocadas de um ângulo α, que é o número de graus elétricos entre ranhuras adjacentes. As tensões E_{c1}, E_{c2}, etc., são as tensões individuais por bobinas, e n é o número de bobinas numa dada fase. O *fator de distribuição*, pelo qual a soma aritmética das tensões individuais de bobinas deve ser multiplicada para se obter a soma fasorial, é:

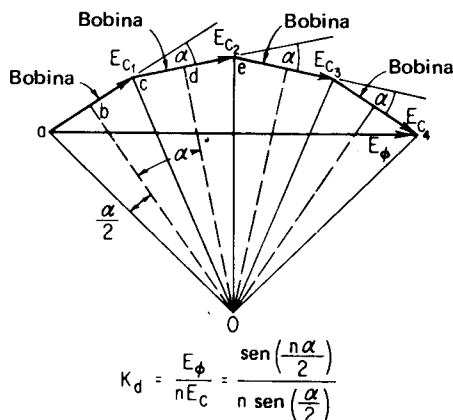



Fig. 2-15 — Determinação do fator de distribuição.

$$E_\phi = nE_c \times k_d \quad \text{ou}$$

$$k_d = \frac{E\phi}{nE_c} = \frac{\text{soma fasorial das fem induzidas nas bobinas por fase}}{\text{soma aritmética das fem induzidas nas bobinas por fase}} \tag{2-9}$$

Como no caso da Eq. (2-6), o cômputo de k_d em função das tensões (teóricas ou reais) não é prático. A construção da Fig. 2-15, na qual as perpendiculares foram traçadas do centro das tensões individuais de bobinas até o centro comum de raio, serve para indicar que $\alpha/2$ é o ângulo $\widehat{bOa}$. A tensão no lado da bobina *ab* iguala (Oa) sen $\frac{\alpha}{2}$, e a corda E_{c1} é $2(Oa)$ sen $\frac{\alpha}{2}$. Para n bobinas em série por fase, a corda E_ϕ é também $2(Oa)$ sen $\frac{n\alpha}{2}$, e o fator de distribuição, k_d, é

$$k_d = \frac{E_\phi}{nE_c} = \frac{2\,Oa \text{ sen } \frac{n\alpha}{2}}{n \times 2\,Oa \text{ sen } \frac{\alpha}{2}} = \frac{\text{sen}\left(\frac{n\alpha}{2}\right)}{n \text{ sen}\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \tag{2-10}$$

onde n é o número de ranhuras por pólo por fase (ranhuras pólo-fase)
α é o número de graus elétricos entre ranhuras adjacentes.

EXEMPLO 2-5: a. Calcule o fator de distribuição, k_d, para uma armadura trifásica de quatro pólos, tendo:
1. 12 ranhuras
2. 24 ranhuras
3. 48 ranhuras
4. 84 ranhuras

b. Tabule n, α e k_d, para uma rápida referência e comparação.

Solução:

180°/pólo × 4 pólos = 720 graus elétricos

a. 1. α = 720° elétricos/12 ranhuras = 60° elétricos por ranhura
n = 12 ranhuras/(4 pólos × 3 fases) = 1 ranhura por pólo e por fase

$$k_d = \frac{\text{sen}\left(1 \times \frac{60}{2}\right)}{1 \times \text{sen}\left(\frac{60}{2}\right)} = 1{,}0 \tag{2-9}$$

2. α = 720° elétricos/24 ranhuras = 30° elétricos por ranhura
n = 24 ranhuras/12 pólos-fase = 2 ranhuras/pólo-fase

$$k_d = \frac{\text{sen }[(2 \times 30)/2]}{2 \text{ sen}\left(\frac{30}{2}\right)} = 0{,}966 \tag{2-9}$$

3. α = 720° elétricos/48 ranhuras = 15° elétricos por ranhura

n = 48 ranhuras/12 pólos-fase = 4 ranhuras/pólo-fase

$$k_d = \frac{\text{sen } [(4 \times 15)/2]}{4 \times \text{sen } \left(\frac{15}{2}\right)} = 0{,}958 \qquad (2\text{-}9)$$

4. α = 720° elétricos/48 ranhuras = $8^4/_7$ graus elétricos por ranhura

n = 84 ranhuras/12 pólos-fase = 7 ranhuras por pólo e fase

$$k_d = \frac{\text{sen}\left[7\left(\frac{60}{7}\right)\left(\frac{1}{2}\right)\right]}{7 \times \text{sen}\left(\frac{60}{7 \times 2}\right)} = 0{,}955 \qquad (2\text{-}9)$$

b.

n	α	k_d
1	60°	1,0
2	20°	0,966
3	15°	0,958
4	8°	0,955

Note-se pelo Ex. 2-5 que o fator de distribuição, k_d, para qualquer número fixo ou para um dado número de fases, é função única do número de ranhuras distribuídas sob um dado pólo. À medida que a distribuição de bobinas (ranhuras por pólo) aumenta, o fator de distribuição, k_d, *diminui*. Ele *não* é afetado pelo tipo do enrolamento, imbricado ou ondulado, nem pelo número de espiras por bobina, etc.

2-17. EFEITO DO PASSO FRACIONÁRIO E DA DISTRIBUIÇÃO DE BOBINAS NA FORMA DE ONDA

A Seç. 2-15 mostrou que, com um enrolamento de passo fracionário, a fem em cada lado da bobina deve ser adicionada vetorialmente, para obter a fem por bobina. A Seç. 2-16 mostrou que as fem induzidas por bobina devem ser adicionadas vetorialmente para obter a fem por fase. Apesar de ambos estes fatores levarem a fem resultante levemente menor por fase, o uso do passo fracionário para as bobinas de enrolamentos distribuídos em armaduras de máquinas síncronas e assíncronas CA é quase universal.

Na Seç. 2-15, foi estabelecido que uma das vantagens de bobinas de passo fracionário era a redução de harmônicas. A bobina de passo fracionário da Fig. 2-14b é mostrada na Fig. 2-16, onde os lados das bobinas E_1 e E_2 estão fora de fase de um ângulo β, e a tensão resultante por bobina é E_c. Como se mostra na Fig. 1-8, quando os pólos de campo são curvados e a densidade de fluxo torna-se mais uniforme, a forma da onda resultante será mais aproximadamente uma onda quadrada do que uma onda sinusoidal. Esta onda é muito rica em harmônicas

ímpares, em fase com a fundamental, e tem uma equação instantânea cujo valor aproximado é representado pela Série de Fourier de

$$e = E_m \text{ sen } \omega t + \frac{E_m}{3} \text{ sen } 3\,\omega t + \frac{E_m}{5} \text{ sen } 5\,\omega t + \ldots + \frac{E_m}{n} \text{ sen } n\,\omega t \quad (2\text{-}11)$$

(a) Fundamental. (b) Terceira harmônica. (c) Quinta harmônica. (d) Sétima harmônica.

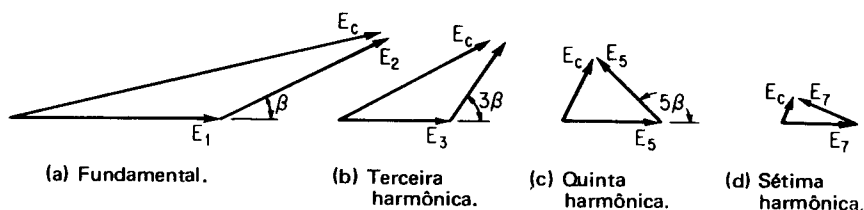



Fig. 2-16 — Efeito do passo fracionario nas tensões harmônicas geradas.

Como se mostrou na Fig. 2-16, se a tensão instantânea na Eq. 2-11 é induzida em cada lado da bobina, e se os lados das bobinas são deslocados de um ângulo β, a terceira harmônica deve ser deslocada de 3β, a quinta harmônica de 5β, e assim por diante. Note-se que, no caso da quinta harmônica, uma componente da tensão harmônica no lado da bobina é subtraída da fundamental, para reduzir a tensão resultante harmônica. A sétima harmônica resultante, a nona harmônica resultante, e assim por diante, produzirão tensões de bobinas que diminuirão ainda mais a harmônica. *Qualquer harmônica pode ser completamente eliminada* pela escolha de um passo fracionário que dê um fator de passo de zero para aquela harmônica. Por exemplo, um passo de 4/5 (uma bobina abrangendo 144° elétricos) eliminará a quinta harmônica, ou um passo de 5/6 (uma bobina abrangendo 150° elétricos) reduzirá grandemente ambas, a quinta e a sétima harmônicas, como se mostra nas Figs. 2-16c e d.

O efeito do uso de enrolamentos distribuídos na forma de onda (V. Seç. 2-16) é mostrado na Fig. 2-17. A distribuição de fluxo da máquina CA e a forma de

(a) Distribuição do fluxo no estator.

(b) Forma de onda produzida pela distribuição do fluxo acima.

(c) Fem resultante devida à distribuição do enrolamento.

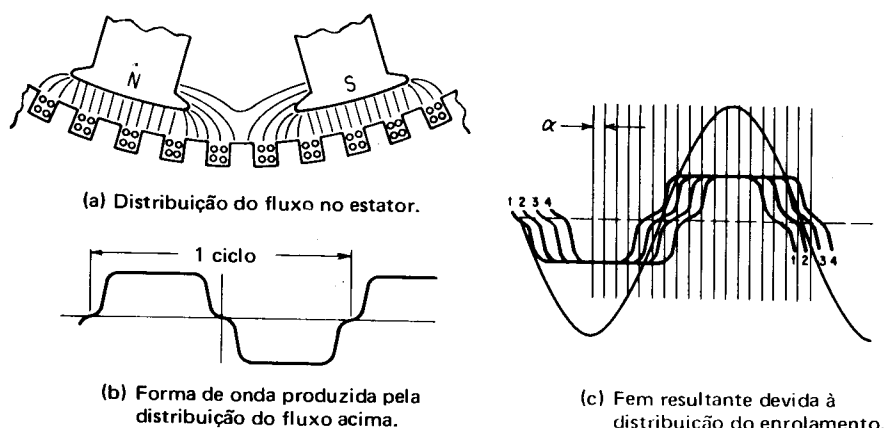



Fig. 2-17 — Efeito do uso de enrolamentos distribuídos na forma de onda.

onda resultante da fem induzida por lado da bobina são mostrados nas Figs. 2-17a e b, respectivamente. Para um dado comprimento constante e velocidade relativa dos condutores com relação ao campo, a onda da fem tem o mesmo formato que a curva da densidade de fluxo [V. Eq. (1-2)], ou seja, e é proporcional a B. Para bobinas conectadas em série, cujas fem estão defasadas de um ângulo α em qualquer conjunto de condutores, como se mostra nas Figs. 2-15 e 2-17c, a fem resultante é a soma fasorial ou gráfica das fem individuais (dos lados das bobinas). A soma gráfica das fem individuais das bobinas é mostrada na Fig. 2-17c. Note-se que, apesar das fem individuais por bobina serem quase ondas quadradas, a fem resultante na fase é uma onda sinusoidal. Como uma onda sinusoidal não contém harmônicas, é bastante óbvio que as harmônicas da Eq. (2-11) foram canceladas pelo uso de enrolamento distribuído, bem como de bobina de passo fracionário.

É bastante óbvio então por que as máquinas comerciais síncronas (CA) empregam enrolamentos distribuídos tendo bobinas de passo fracionário. Pode-se muito bem perguntar: por que é necessário que a tensão de saída CA por fase de um alternador polifásico deva ter uma forma de onda que se aproxime o mais possível de uma onda sinusoidal? Por que não uma onda quadrada, uma onda triangular, ou uma onda dente-de-serra?

Talvez, as duas razões mais importantes sejam: (1) já que as ondas sinusoidais não têm harmônicas de alta freqüência, as perdas resultantes das correntes parasitas e de histerese são reduzidas, resultando uma eficiência maior; e (2) todas as máquinas elétricas, transformadores e dispositivos (relógios, etc.) são projetados na suposição de que a forma de onda fornecida pela concessionária para operação deles seja sinusoidal. Esta presunção simplifica todos os cálculos de projetos para atuais e futuros aparelhos elétricos.

2-18. FEM GERADA NUMA MÁQUINA SÍNCRONA CA

É agora possível derivar a fem computada ou esperada por fase, gerada por uma máquina síncrona CA. Vamos supor que esta máquina tenha um enrolamento de armadura consistindo de um número total de bobinas, B, cada bobina tendo um dado número de espiras, N_e. Então, o número total de espiras numa dada fase da armadura da máquina é

$$N_f = \frac{B\,N_e}{F} = \frac{\text{bobinas totais da armadura} \times \text{espiras/bobinas}}{\text{número de fases}} = \frac{\text{espiras totais}}{\text{fase}} \qquad (2\text{-}12)$$

Mas a lei de Faraday, Seç. 1-3, estabelece que a tensão média induzida numa simples espira dos dois lados da bobina é

$$E_{\text{med}} = \frac{\phi}{t} \times 10^{-8}\text{V} \qquad (1\text{-}1)$$

Por outro lado, foi mostrado (Seç. 1-4) que, quando uma bobina consistindo de N espiras gira num campo magnético uniforme, numa velocidade uniforme, a tensão média induzida numa bobina da armadura é

$$E_{med/bob} = 4\,\phi\, N_e n \times 10^{-8}\ \text{V} \tag{1-5}$$

ϕ é o número de linhas ou maxwells por pólo
N_e é o número de espiras por bobina
n é a velocidade relativa em revoluções por segundo (rps) entre a bobina de N_e espiras e o campo magnético ϕ

A Eq. (1-5) foi derivada para uma máquina de dois pólos, como se mostra na Fig. 1-6a, gerando uma onda sinusoidal numa completa revolução de 360° elétricos e mecânicos. Assim, na Eq. (1-5), a velocidade n de 1 rps produzirá uma freqüência f de 1 Hz. Como f é diretamente proporcional e equivalente a n, substituindo n na Eq. (1-5), para todas as espiras-série em qualquer fase

$$E_{med/fase} = 4\,\phi\, N_f f \times 10^{-8}\ \text{V} \tag{2-13}$$

Mas, na seção precedente, verificamos que a tensão por fase se torna mais sinusoidal pela distribuição intencional do enrolamento da armadura. O valor eficaz da tensão sinusoidal CA é 1,11 vezes o valor médio. O valor efetivo CA por fase é

$$E_{ef} = 4{,}44\,\phi\, N_f f \times 10^{-8}\ \text{V} \tag{2-14}$$

Mas a Eq. (2-14) *não é* ainda representativa do valor efetivo da tensão de fase gerada na armadura, na qual são empregados bobinas de passo fracionário e enrolamentos distribuídos. Tomando o fator de passo k_p e o fator de distribuição k_d em consideração, nós podemos agora escrever a equação para o valor efetivo da tensão gerada em cada fase de uma máquina síncrona CA, como

$$E_{gf} = 4{,}44\,\phi\, N_f f k_p k_d \times 10^{-8}\ \text{V} \tag{2-15}$$

onde ϕ é o fluxo por pólo em linhas ou maxwells
N_f é o número total de espiras por fase [Eq. (2-12)]
f é a freqüência em Hertz [Eq. (2-16)]
k_p é o fator de passo [Eq. (2-8)]
k_d é o fator de distribuição [Eq. (2-10)]

EXEMPLO 2-6: Uma armadura (estator) trifásica com 72 ranhuras é enrolada para seis pólos, usando bobinas imbricadas em dupla camada, tendo vinte espiras por bobina com um passo de 5/6. O fluxo por pólo é $4{,}8 \times 10^6$ linhas, e a velocidade do rotor é 1.200 rpm. Calcule:

a. A tensão efetiva gerada por bobina de passo inteiro.
b. O número total de espiras por fase.
c. O fator de distribuição.
d. O fator de passo.
e. A tensão total gerada por fase a partir de (a), (c) e (d) acima e pela Eq. (2-15).

Solução:

a. $E_{g/\text{bobina}} = 4{,}44\,\phi\,N_c f \times 10^{-8}\text{ V}$

$= 4{,}44\ (4{,}8 \times 10^6)\ (20) \left(\frac{6 \times 1.200}{120}\right) \times 10^{-8} =$

$= 256$ **V/bobina** (2-14)

b. $N_f = 72$ bobinas/3 fases $\times$ 20 espiras/bobina
$=$ **480 espiras por fase** [a partir da Eq. (2-12)]

c. $k_d = \frac{\text{sen }(n\alpha/2)}{n\text{ sen }(\alpha/2)}$, onde $n = 72$ ranhuras/(3 fases $\times$ 6 pólos) $=$

$= 4$ ranhuras por pólo e por fase (2-9)

e $\alpha = (6$ pólos $\times$ 180°/pólo)/72 ranhuras $=$ 15°/ranhura

$$k_d = \frac{\text{sen }[(4 \times 15)/2]}{4\text{ sen }\left(\frac{15}{2}\right)} = \frac{\text{sen }30^\circ}{4\text{ sen }7{,}5^\circ} = \mathbf{0{,}958}$$

d. $k_p = \text{sen }\frac{p^\circ}{2} = \text{sen }\left(\frac{5}{6} \times \frac{180}{2}\right) = \text{sen }75^\circ = \mathbf{0{,}966}$ (2-8)

e. $E_{gf} = 4{,}44 \times 480$ espiras/fase $\times\ 4{,}8 \times 10^6 \times 60 \times 0{,}966 \times 0{,}958 \times 10^{-8} =$
$= 5.680$ V [a partir da Eq. (2-15)]

$E_{gf} = 256$ V/bobina $\times$ 24 bobinas/fase $\times$ 0,966 $\times$ 0,958 $=$
$=$ **5680 V/fase** [a partir de (a), (c) e (d)]

2-19. FREQÜÊNCIA DAS MÁQUINAS SÍNCRONAS CA

As máquinas comerciais síncronas (CA) têm muitos pólos e podem girar em várias velocidades, quer como alternadores quer como motores síncronos ou de indução. A Eq. (2-15) acima foi derivada para um dispositivo de dois pólos, no qual a fem gerada no enrolamento da armadura estacionária muda de direção cada meia revolução do rotor de dois pólos. Uma revolução completa produzirá um pulso positivo e negativo completo em cada ciclo. A freqüência em ciclos por segundo (Hz) dependerá, como previamente estabelecido, diretamente da velocidade ou do número de rotações por segundo (rpm/60) do campo girante.

Se a máquina síncrona CA é multipolar (tendo digamos, dois, quatro ou seis pólos), então para a velocidade de uma revolução por segundo (1 rpm/60) a freqüência por revolução será um, dois, três ou quatro ciclos por revolução, respectivamente. A freqüência por revolução é, portanto, igual ao número de pares de pólos. Como a freqüência depende diretamente da velocidade (rpm/60) e também do número de pares de pólos ($P/2$), nós podemos combinar isto numa simples equação, na qual:

$$f = \frac{P}{2} = \frac{\text{rpm}}{60} = \frac{PN}{120} \tag{2-16}$$

onde P é o número de pólos
N é a velocidade em rpm
f é a freqüência em Hz.

A Tabela 6-1 ilustra esta relação para três das mais comuns freqüências.

EXEMPLO 2-7: Um gerador CA tem oito pólos e opera numa velocidade de 900 rpm. Calcule:

a. A freqüência da tensão gerada.

b. A velocidade da máquina primária requerida para gerar freqüências de 50 Hz e 25 Hz.

Solução:

$$\text{a. } f = \frac{PN}{120} = \frac{8 \times 900}{120} = \mathbf{60\ Hz} \qquad (2\text{-}16)$$

$$\text{b. } N = \frac{120f}{P} = \frac{120 \times 50}{8} = \mathbf{750\ rpm} \text{ (para gerar 50 Hz)}$$

$$= \frac{120 \times 25}{8} = \mathbf{375\ rpm} \text{ (para gerar 25 Hz)}$$

BIBLIOGRAFIA

1. ALGER, P. L. & ERDELYI, E. Electromechanical energy conversion. *Electro-Technology*. Sept. 1961.
2. BEWLEY, L. V. *Alternating current machinery*. New York, Macmillan, 1949.
3. CARR, C. C. *Electrical machinery*. New York, Wiley & Sons, 1958.
4. CROSNO, C. D. *Fundamentals of electromechanical conversion*. New York, Harcourt, Brace, Jovanovich, 1958.
5. DANIELS. *The performance of electrical machines*. New York, McGraw-Hill, 1968.
6. FITZGERALD, A. E. & KINGSLEY, C. *The dynamics and statics of electromechanical energy conversion*. 2. ed., New York, McGraw-Hill, 1961.
7. GEMLICH, D. K. & HAMMOND, S. B. *Electromechanical systems*. New York, McGraw-Hill, 1967.
8. HINDMARSH, J. *Electrical machines*. Elmsford, N. Y., Pergamon Press, 1965.
9. JONES, C. V. *The unified theory of electrical machines*. New York, Plenum, 1968.
10. KLOEFFLER, S. M.; KERCHNER, R. M.; BRENNEMAN, J. L. *Direct current machinery*. Rev. ed., New York, Macmillan, 1948.
11. KOENIG, H. E. & BLACKWELL, W. A. *Electromechanical system theory*. New York, McGraw-Hill, 1961.
12. LIWSCHITZ, M. M.; GARIK, M.; WHIPPLE, C. C. *Alternating current machines*. Princeton, N. J., Van Nostrand, 1946.
13. SELMON. *Magnetoelectric devices: transducers, transformers and machines*. New York, Wiley/Interscience, 1966.
14. SISKIND, C. S. *Direct-current machinery*. New York, McGraw-Hill, 1952.
15. SKILLING, H. H. *Electromechanics: a first course in electromechanical energy conversion*. New York, Wiley/Interscience, 1962.
16. THALER, G. J. & WILCOX, M. L. *Electric machines: dynamics and steady state*. New York, Wiley/Interscience, 1966.
17. WHITE, D. C. & WOODSON, H. H. *Electromechanical energy conversion*. New York, Wiley/Interscience, 1959.

QUESTÕES

2-1. Dê quatro tipos possíveis de construção de máquinas, relacionando para cada:
 a. o nome do tipo particular
 b. escolha do rotor (elemento rotativo)
 c. escolha do estator (elemento estacionário).

2-2. Para a máquina comercial CC, defina e relacione
 a. quatro partes distintas do rotor
 b. quatro *funções* distintas da armadura
 c. sete partes distintas do estator.

2-3. Mostre, por meio de um diagrama, a relação entre os circuitos elétricos da
 a. máquina elétrica CC de enrolamento-derivação
 b. máquina elétrica CC de enrolamento-série.

2-4. Mostre, por meio da construção de um diagrama, as partes principais de uma máquina síncrona de campo estacionário e armadura móvel.

2-5. Repita a questão 2-4 para a máquina síncrona tendo campo móvel e armadura estacionária.

2-6. Repita a questão 2-4 para uma máquina assíncrona.

2-7. Mostre o circuito magnético de uma máquina comercial CC de 6 pólos, traçando os seguintes caminhos de fluxos:
 a. caminhos do fluxo mútuo (num total de seis)
 b. fluxo de dispersão entre pólos adjacentes
 c. fluxo de dispersão entre um dado pólo e a carcaça.

2-8. Com referência ao diagrama traçado para a questão 2-7, explique, em função da teoria do circuito magnético,
 a. por que o fluxo de campo mútuo que abraça a armadura está principalmente confinado à superfície da armadura
 b. por que o fluxo da armadura, produzido por correntes nos condutores da armadura engastados nas ranhuras da armadura, abraça primariamente as laminações da armadura.

2-9. Repita a questão 2-8 para uma máquina síncrona de pólos salientes.

2-10. Durante o período de comutação de uma máquina de CC, a corrente num condutor da armadura que está indo para comutação varia consideravelmente. Esta variação no fluxo do condutor induziria uma tensão de acordo com a lei de Neumann. Para a bobina mostrada na Fig. 2-5(b), explique:
 a. onde a tensão é induzida por aquela porção de bobina colocada no ferro
 b. onde a tensão é induzida por aquela porção da bobina NÃO colocada no ferro.

2-11. Explique:
 a. qual das tensões induzidas na questão 2-10 dá origem à reatância da armadura
 b. qual das tensões induzidas na questão 2-10 contribui para as perdas no núcleo.

2-12. Explique:
 a. por que todas as bobinas colocadas nos pólos do campo têm o mesmo número de espiras por pólo e são sempre conectadas em série
 b. por que todas as bobinas do campo-shunt são projetadas para produzir a fmm requerida usando um grande número de espiras e baixa corrente
 c. por que todas as bobinas de campo requerem CC para sua operação, mesmo em máquinas de CA.

2-13. a. Sob que três condições é produzido o efeito indutivo de uma bobina de campo?
 b. Dê a equação para a tensão produzida por este efeito indutivo.

2-14. a. Sob que condições pode a tensão induzida, $L di/dt$ na Eq. 2-2 exceder E_{cc}? Explique.
 b. Que método é usualmente empregado para absorver a energia do campo magnético?

2-15. a. Supondo que a máquina mostrada na Fig. 2-1b, é um motor energizado por uma fonte CC, explique o que acontece à energia do campo magnético produzido pelo enrolamento do campo-shunt, quando o motor é desligado da linha.

b. Por que não é necessário levar em consideração a energia de campo $\left(\frac{1}{2}\right) LI^2$ dos enrolamentos do campo-série ou interpolar e enrolamentos de compensação? (Compare a indutância destes enrolamentos com a do campo-shunt.)

2-16. a. Distinga entre enrolamentos da armadura abertos e fechados e descreva suas aplicações para máquinas CC e CA.

b. Enumere dois tipos de enrolamentos de armadura CC.

c. Explique por que apenas duas escovas são necessárias em enrolamentos ondulados, qualquer que seja o número de pólos.

2-17. Defina os seguintes termos:

a. Passo de bobina (em função de passo polar)
b. Bobina de passo inteiro
c. Bobina de passo fracionário (em função do fator de passo)
d. Enrolamento distribuído
e. Enrolamento de dupla camada
f. Lado de bobina
g. Número de condutores/por lado de bobina
h. Multiplicidade
i. Caminhos paralelos
j. Grau de reentrância
k. Enrolamento de bobina inteira
l. Enrolamento de meia bobina
m. Enrolamento concentrado
n. Enrolamento distribuído
o. Fase

2-18. a. Dê a principal diferença entre os enrolamentos de armadura de máquinas CC e CA com relação à reentrância.

b. Dê uma boa razão para esta diferença no caso de máquinas CA.

2-19. a. Dê uma vantagem do uso de enrolamentos de passo fracionário em máquinas CC.

b. Repita (a) para duas vantagens adicionais em máquinas CA.

2-20. a. Por que não é necessário tomar soma fasorial de tensões induzidas em bobinas ligadas em série de uma máquina CC, usando bobinas de passo fracionário, para obter a tensão por caminho entre escovas?

b. Por que é necessário usar um fator de passo para determinar a fem induzida de máquinas CA usando bobinas de passo fracionário?

c. Defina o fator de passo em função de três equações separadas.

2-21. a. Qual é o fator de distribuição de um enrolamento concentrado?

b. Dê três vantagens de enrolamentos distribuídos sobre os enrolamentos concentrados.

c. Defina o fator de distribuição em função de duas equações separadas.

2-22. Dê duas razões que afetem a forma de onda de saída para explicar por que máquinas comerciais síncronas CA empregam enrolamentos distribuídos e bobinas de passo fracionário.

2-23. Dê a equação que expressa a tensão gerada por fase de uma máquina polifásica síncrona CA que leve o fator de passo e de distribuição em consideração.

2-24. Dê a equação para a freqüência de uma máquina síncrona CA polifásica.

PROBLEMAS

2-1. Um gerador de seis pólos tem bobinas de campo tendo cada uma indutância de 25 H/pólo. Se a corrente de campo cai de 3A para zero em 15 min quando o circuito de campo do gerador é aberto, calcule:
a. A tensão média induzida por pólo.
b. A tensão total induzida através da chave do circuito de campo.

2-2. Uma máquina tem um total de 8.000 espiras no campo. Quando circulam 2,5 A, é produzido um fluxo total de 5,2 × 10^6 linhas. Calcule:
a. A indutância própria das bobinas de campo ($L = \phi N \; I \times 10^8$).
b. A tensão média gerada se a corrente cai a zero em 10 ms.

2-3. As bobinas de campo de uma máquina têm uma indutância de 8H, uma resistência de 60 Ω e são conectadas a uma fonte CC de 120 V. Calcule:
a. O valor do resistor de drenagem a ser ligado através das bobinas de campo se a tensão através do circuito de campo não puder exceder 150 V.
b. O tempo requerido para descarregar a energia armazenada no campo magnético através do resistor de drenagem do campo.
c. A energia total descarregada quando o circuito de campo é desligado da fonte.

2-4. Um motor CC 220 V tem uma resistência do circuito de campo de 220 Ω e uma indutância de 55H. Calcule:
a. A corrente de campo inicial no instante em que o motor é ligado a uma fonte CC nominal.
b. A relação da variação instantânea da corrente no instante em que o circuito de campo é ligado a uma fonte de 220 V.
c. A corrente em regime permanente
d. O tempo requerido para alcançar 63,2 por cento do valor de regime permanente.
e. O tempo requerido para alcançar seu valor de regime permanente.
f. A corrente instantânea um segundo após o fechamento da chave.
g. O tempo requerido para a corrente de campo alcançar 0,75 A.
h. A energia armazenada no campo magnético uma vez que a corrente alcance o valor de regime permanente.
i. O tempo requerido para dissipar a energia de campo num resistor de drenagem numa relação de 100 W.

2-5. Uma máquina tem uma corrente nominal na armadura de 250 A e 12 pólos. Calcule a corrente por caminho se a armadura for de
a. Enrolamento ondulado.
b. Enrolamento imbricado.
(Suponha enrolamento símplex, a menos que haja outra especificação.)

2-6. Calcule o número de caminhos em paralelo nas seguintes armaduras, quando inseridas numa estrutura de campo com 18 pólos
a. Enrolamento ondulado tríplex.
b. Enrolamento imbricado tríplex.
c. Enrolamento imbricado dúplex.
d. Enrolamento ondulado quádrúplex.

2-7. Um gerador CC-120 V-12 pólos tem uma armadura com enrolamento imbricado tríplex, com 80 bobinas de 9 espiras/bobina e gira numa velocidade de 3.600 rpm. Calcule:
a. O fluxo por pólo requerido para produzir a tensão nominal.
b. A corrente por caminho se a saída nominal é 60 kW (despreze a corrente de campo).
c. O número mínimo de escovas requerido e os segmentos do comutador abrangidos.

2-8. Um enrolamento dúplex imbricado em dupla camada é feito numa armadura tendo 48 ranhuras com 1 bobina por ranhura; cada bobina tem um total de 60 espiras. A armadura é para ser usada num gerador 50 kW, 4 pólos, 250 V, 1.200 rpm. Calcule:
a. A corrente por condutor quando o gerador está entregando carga nominal.
b. O fluxo por pólo requerido para produzir a tensão nominal.

2-9. Repita o problema 2-8 usando uma armadura com enrolamento ondulado símplex.

2-10. Um alternador com 16 pólos é movimentado numa velocidade de 3.000 rpm. Calcule a freqüência gerada na armadura.

2-11. O rotor de um alternador de 6 pólos, 60 Hz produz um fluxo polar de 5×10^6 linhas por pólo. Calcule:
a. A velocidade na qual o alternador deve ser movimentado para produzir a freqüência nominal.
b. A tensão efetiva por fase para um estator tendo 200 espiras.
c. A tensão efetiva por fase para um estator monofásico tendo 60 bobinas igualmente distribuídas no estator.

2-12. Um estator a ser usado para o enrolamento de uma armadura trifásica, seis pólos, camada simples, tem 144 ranhuras. Cada bobina abrange 20 ranhuras. Calcule:
a. Fator de passo.
b. Número de bobinas por fase.
c. Fator de distribuição.
d. Tensão efetiva por fase, se a tensão gerada por bobina é 30 V eficazes.

2-13. Um estator com 72 ranhuras tem um enrolamento da armadura trifásico, camada dupla, com as bobinas abrangendo 10 ranhuras, 10 espiras por bobina. A armadura está ligada em estrela. O rotor com seis pólos tem um fluxo de $5{,}2 \times 10^6$ maxwells/pólo e é movimentado numa velocidade de 120 rpm. Calcule:
a. A tensão efetiva por fase.
b. A tensão de linha do alternador.

2-14. Repita o problema 2-13 para um alternador bifásico (três fios).

2-15. Um alternador, 24 pólos, 60 Hz, trifásico, conexão estrela, tem seis ranhuras por pólo e um enrolamento de camada dupla, passo inteiro, em que temos 8 condutores por ranhura. O fluxo no entreferro é 6×10^6 linhas por pólo. Calcule:
a. O número de condutores por fase.
b. O fator de distribuição.
c. O fator de passo.
d. A rotação do campo.
e. A fem induzida por fase e por linha.

2-16. Repita o Problema 2-15e para um passo de bobina de 5/6 (bobina abrangendo ranhuras 1 a 6).

RESPOSTAS

2-1(a) 5 kV (b) 30 kV 2-2(a) 166,5 H (b) 41,6 kV 2-3(a) 15 Ω (b) 533 min (c) 16 W-s 2-4(a) 0 (b) 4 A/s (c) 1 A (d) 0,25 s (e) 1,25 s (f) 0,982 A (g) 0,346 s (h) 27,5 W (i) 0,275 s 2-5(a) 125 A (b) 20,8 A 2-6(a) 6 (b) 54 (c) 36 (d) 8 2-7(a) $4{,}167 \times 10^5$ (b) 13,88 A (c) 12 2-8(a) 25 A/condutor (b) $4{,}33 \times 10^5$ linhas 2-9(a) 100 A/condutor (b) $1{,}08 \times 10^5$ linhas 2-10 400 Hz 2-11(a) 1.200 rpm (b) 2.400 V (c) 160 kV 2-12(a) 0,966 (b) 24 bobinas por fase (c) 0,954 (d) 664 V 2-13(a) 3.080 V (b) 5.330 V 2-14(a) 4.360 V (b) 6.170 V 2-15(a) 384 condutores/fase (b) 0,966 (c) 1 (d) 300 rpm (e) 2.970 V, 5.140 V 2-16 2.870 V, 4.970 V.

TRÊS

relação de tensão nas máquinas CC — geradores CC

3-1. GENERALIDADES

Na comparação entre a ação geradora e a ação motora das máquinas de CC, concluiu a Seç. 1-20 com um sumário das diferenças fundamentais entre elas. Este capítulo é dedicado às máquinas de CC usadas como geradores CC, referindo-se primeiramente portanto, às relações de tensão, pois os geradores CC são fontes de tensão. O sumário da Seç. 1-20 estabeleceu para a ação geradora:

1. O torque eletromagnético (desenvolvido nos condutores percorridos por corrente) *se opõe* à rotação da máquina primária (Lei de Lenz).
2. A tensão gerada (induzida na armadura) auxilia e produz corrente na armadura.
3. A tensão gerada, $E_g = V_a + I_a R_a$ (1-10)

A construção geral das máquinas CC foi discutida na Seç. 2-2 e vista na Fig. 2-1. Para fins de comutação, foi visto que a armadura, contendo condutores com corrente circulando e onde são induzidas tensões, *deve* forçosamente girar para realizar as funções indicadas na Seç. 2-2. Uma discussão sobre o estator, compreendendo o campo magnético CC e algumas considerações sobre seu pro-

jeto, foi descrita em linhas gerais na Seç. 2-9. Uma discussão sobre alguns aspectos de projeto que dizem respeito à armadura de máquinas CC foi desenvolvida nas Seç. 2-10, 2-11 e 2-12.

A tensão gerada na armadura, *Eg*, da Eq. (1-10), para a tensão média total induzida entre as escovas, era dada por

$$E_g = \frac{\phi Z N P}{60\, a} \times 10^{-8} \text{ V} \qquad (1\text{-}6)$$

onde dependendo da natureza do enrolamento, o número de caminhos, a, na armadura, é determinado por estas equações:

para enrolamento imbricado $a = mP$ (2-4)
para enrolamento ondulado $a = 2m$ (2-5)

O leitor deve revisar as equações e seções citadas acima, pois elas são fundamentais e aplicam-se a todos os tipos usuais de geradores CC e características discutidas a seguir.

3-2. TIPOS DE GERADORES CC

Os três tipos básicos de geradores CC são geradores *shunt*, *série* e *composto*. As diferenças entre estes tipos surge da maneira pela qual é produzida a excitação do enrolamento de campo polar. O propósito do gerador é produzir uma tensão CC por conversão de energia mecânica em energia elétrica, e uma porção desta tensão CC é empregada para *excitar* o enrolamento do campo magnético estacionário.

3-3. DIAGRAMA ESQUEMÁTICO E CIRCUITO EQUIVALENTE DE UM GERADOR-SHUNT

Quando a excitação é produzida por um enrolamento de campo conectado através de toda (ou quase toda) a tensão de linha produzida entre as escovas da armadura, o gerador CC é chamado gerador-shunt. O diagrama esquemático completo do gerador-shunt é visto na Fig. 3-1a.

O rotor da armadura é representado (contido num retângulo de linhas interrompidas) por: uma fonte de fem, E_g, gerada de acordo com a Eq. (1-6); uma resistência, R_w, do enrolamento da armadura; e uma resistência, R_b, das escovas de carvão e resistência de contato das escovas feita com a armadura girante. Todo o *circuito da armadura* consiste da armadura (contida no retângulo de linhas interrompidas) e dois enrolamentos opcionais, o enrolamento de compensação, R_c e o enrolamento dos interpolos, R_i, localizados no estator. Assim, a porção do circuito da armadura que gira é vista dentro do retângulo, e a porção do circuito da armadura que está fixa no estator está fora do retângulo.

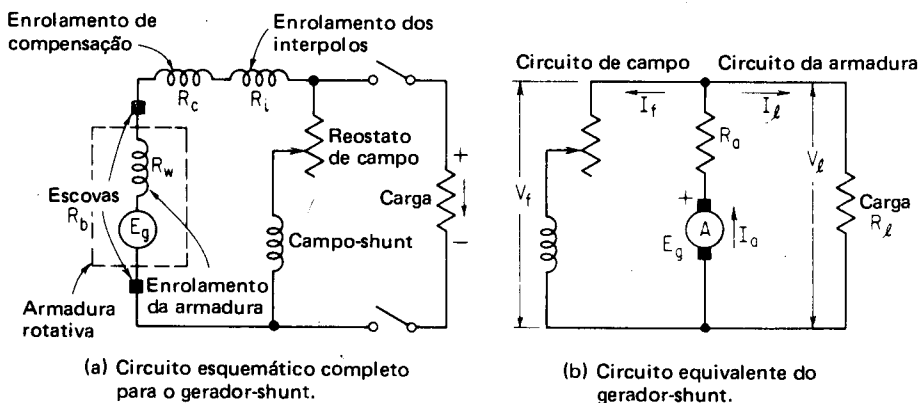



Fig. 3-1 — Gerador-shunt: circuito esquemático e equivalente.

A título de simplificação, todas as resistências-série no circuito da armadura podem ser adicionadas e englobadas numa única resistência, R_a, denominada resistência do circuito da armadura. No circuito equivalente do gerador-shunt visto na Fig. 3-1b, o circuito da armadura consiste de uma fonte de fem, E_g, e de uma resistência do circuito da armadura, R_a, daqui por diante denominada simplesmente de resistência da armadura.

O circuito de campo de um gerador-shunt está em paralelo com o circuito da armadura e, como se vê na Fig. 3-1a e b, consiste de um enrolamento de campo-shunt executado sobre os núcleos polares estacionários e um reostato de campo.

Note-se que o gerador-shunt, quando carregado, é composto de três circuitos paralelos: (1) o circuito da armadura; (2) o circuito de campo; e (3) o circuito da carga. Como a fonte básica de fem e corrente é a armadura, o circuito equivalente da Fig. 3-1b leva à seguinte relação de corrente:

$$I_a = I_f + I_L \tag{3-1}$$

onde I_a é a corrente da armadura produzida na mesma direção que a tensão gerada, E_g (Eq. 1-6)

I_f é a corrente de campo (V_f/R_f) no circuito de campo

I_L é a corrente de carga, (V_L/R_L).

Para os três circuitos em paralelo, por definição, existe a mesma tensão através da armadura, do campo, e do circuito de carga, respectivamente, ou

$$V_a = V_f = V_L \tag{3-2}$$

onde V_a é a tensão nos terminais da armadura, isto é, $V_a = E_g - I_a R_a$

e onde V_f é a tensão através do circuito de campo e

V_L é a tensão através da carga.

EXEMPLO 3-1: Um gerador-shunt, 250 V, 150 kW, possui uma resistência de campo de 50 ohms e uma resistência de armadura de 0,05 ohm. Calcule:

a. A corrente de plena carga
b. A corrente de campo
c. A corrente da armadura
d. A tensão gerada na situação de plena carga.

Solução:

a. $I_L = \dfrac{\text{kW} \times 1.000}{V_L} = \dfrac{150 \times 1.000 \text{ W}}{250 \text{ V}} = 600 \text{ A}$

b. $I_f = \dfrac{V_L}{R_f} = \dfrac{250 \text{ V}}{50\,\Omega} = 5 \text{ A}$

c. $I_a = I_f + I_L = 5 + 600 = 605 \text{ A}$ (3-1)

d. $E_g = V_a + I_a R_a = 250 \text{ V} + 605 \times 0{,}05 = 280{,}25 \text{ V}$ (1-10)

3-4. DIAGRAMA ESQUEMÁTICO E CIRCUITO EQUIVALENTE DE UM GERADOR-SÉRIE

Quando a excitação é produzida por um enrolamento de campo ligado em série com a armadura, de modo que o fluxo produzido é função da corrente da armadura e da carga, o gerador CC é chamado *gerador-série*. O diagrama esquemático completo de um gerador-série é visto na Fig. 3-2a. O campo-série é excitado apenas quando a carga é ligada completando o circuito. Como o enrolamento deve suportar toda a corrente da armadura, é construído com *poucas espiras de fio grosso*. Como no caso precedente, o enrolamento de compensação, R_c, localizado sobre os pólos, e o enrolamento interpolar, R_i, estão incluídos em série com o enrolamento da armadura, R_w, da armadura girante que produz uma fem, E_g, de acordo com a Eq. (1-6). O circuito equivalente (sob carga) de um

(a) Esquema completo. (b) Circuito equivalente.

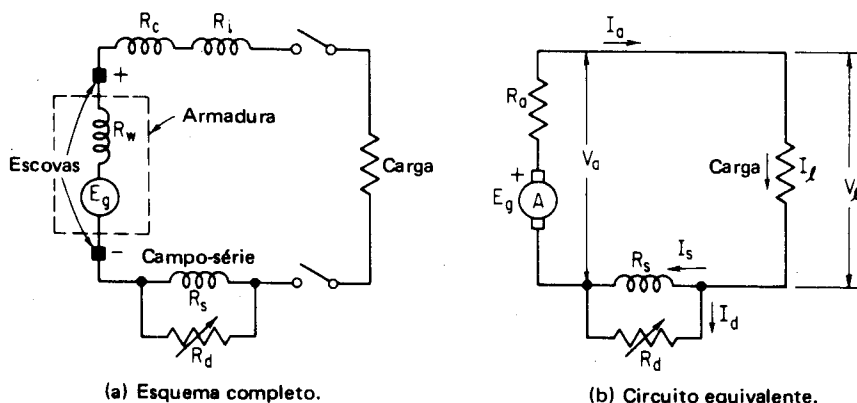



Fig. 3-2 — Gerador-série, esquema e circuito equivalente.

gerador-série é visto na Fig. 3-2b. Note-se que a corrente no enrolamento do campo-série I_s é controlada por um resistor em paralelo de ajuste, R_d, que providencia um ajuste de excitação do campo-série, da mesma maneira que o reostato num gerador-shunt. Deve-se notar que, ao contrário do gerador-shunt, cuja excitação de campo é virtualmente (para fins de comparação) independente da carga, a excitação do campo-série depende primariamente da *magnitude da resistência da carga*. Assim, a resistência de ajuste R_d serve apenas para providenciar pequenos ajustes na excitação do campo-série num gerador-série.

As relações de corrente do gerador-série são

$$I_a = I_L = I_s + I_d \qquad (3\text{-}3)$$

As relações de tensão de um gerador-série, como se vê no circuito equivalente da Fig. 3-2b, podem ser resumidas em

$$V_a = V_L + I_s R_s \qquad (3\text{-}4)$$

onde V_a é a tensão através da armadura, ou
$E_g - I R_a$ [a partir da Eq. (1-10)]
V_L é a tensão na carga
$I_s R_s$ é a queda de tensão no campo-série.

3-5. DIAGRAMA ESQUEMÁTICO E CIRCUITO EQUIVALENTE DE UM GERADOR COMPOSTO

Quando a excitação de campo é produzida por uma combinação dos dois tipos de enrolamentos discutidos acima, (1) enrolamento de campo-série excitado pela corrente da armadura ou corrente de linha e (2) enrolamento de campo-shunt excitado pela tensão da armadura, o gerador é chamado *gerador composto.* O diagrama esquemático completo é visto na Fig. 3-3a. Note-se que a estrutura do campo estacionário é representada como consistindo de um enrolamento de campo-shunt e um enrolamento de campo-série dispostos sobre o enrolamento do campo-shunt (para fins de melhor dissipação de calor), além do enrolamento de compensação inserido na face polar dos pólos principais. Como nas figuras precedentes, o circuito foi simplificado para produzir os dois circuitos equivalentes possíveis: *uma conexão shunt-longa e uma conexão shunt-curta.* A Fig. 3-3b mostra a conexão longa em que o campo-shunt é ligado em paralelo com a combinação do circuito da armadura e do campo-série bem como com o circuito de carga. A Fig. 3-3c mostra a conexão shunt-curta em que o circuito de campo-shunt é ligado em paralelo com o circuito da armadura, e o circuito do campo-série em série com a carga.

As relações de corrente da ligação *shunt-longa* de um gerador composto CC são:

$$I_a = I_f + I_L = I_s + I_d \qquad (3\text{-}5)$$

As relações de corrente da ligação *shunt-curta* de um gerador composto CC são:

$$I_a = I_f + I_L$$

e

$$I_L = I_s + I_a \tag{3-6}$$

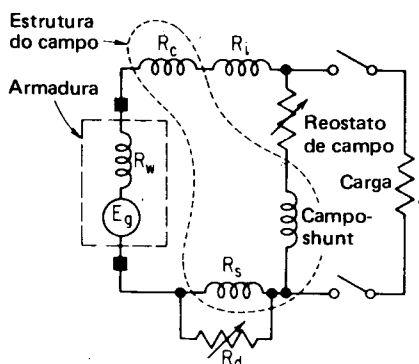
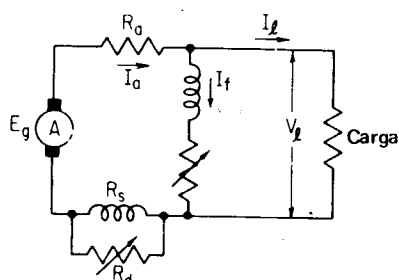
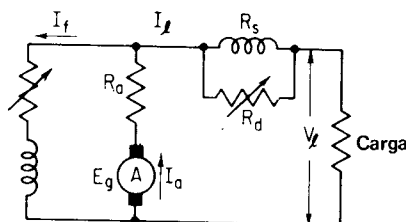
Das Eqs. (3-5) e (3-6), pode-se notar que a diferença essencial entre a ligação shunt-curta e a ligação shunt-longa é que, na ligação shunt-longa, a corrente da *armadura* excita o campo-série, enquanto que, na ligação shunt-curta, a corrente de *carga* excita o campo-série.

(a) Esquema completo, conexão shunt-longa.

(b) Circuito equivalente, gerador composto, shunt-longo.

(c) Circuito equivalente, gerador composto, shunt-curto.

Fig. 3-3 — Gerador composto: conexões esquemáticas shunt-longa e shunt-curta equivalentes.

EXEMPLO 3-2: Um gerador composto ligação shunt-longa, 100 kW, 500 V, possui uma resistência da armadura de 0,03 ohm, resistência do campo-shunt de 125 ohms, resistência do campo-série de 0,01 ohm. A resistência de ajuste suporta 54 A. Calcule:

a. O valor da resistência de drenagem para a carga nominal.

b. A tensão gerada a plena carga.

Solução:

a. $I_L = \dfrac{\text{kW} \times 100}{V_L} = \dfrac{100 \times 1.000}{500\ \text{V}} = 200\ \text{A}$

$I_f = \dfrac{V_f}{R_f} = \dfrac{500\ \text{V}}{125\ \Omega} = 4\ \text{A}$

$$I_a = I_f + I_L = 4 + 200 = 204\ \text{A} \qquad (3\text{-}1)$$

$$I_s = I_a - I_d = 204\ \text{A} - 54\ \text{A} = 150\ \text{A} \qquad (3\text{-}5)$$

Como o resistor de drenagem e o campo-série estão em paralelo, $I_d R_d = I_s R_s$ e

$$R_d = \frac{I_s R_s}{I_d} = \frac{150 \times 0{,}01}{54} = \mathbf{0{,}0278\ \Omega}$$

b. $E_g = V_L + I_a R_a + I_s R_s = 500 + (204 \times 0{,}03) + (150 \times 0{,}01) = \mathbf{507{,}62\ V}$

3-6. GERADOR COM EXCITAÇÃO INDEPENDENTE

Um método de classificação dos geradores CC está baseado no modo de excitar o enrolamento de campo para produzir os necessários ampère-espiras (Ae) e fmm por pólo [ϕ na Eq. (1-6)], requeridos para gerar uma tensão [E_g na Eq. (1-6)]. Assim, é possível para qualquer gerador CC produzir a tensão e a corrente CC com suficiente magnitude para excitar seu próprio campo, e tal excitação é denominada de *auto-excitação.* Os geradores vistos nas Figs. 3-1, 3-2 e 3-3 são *geradores shunt, série* e *compostos auto-excitados,* respectivamente. Quando, porém, um ou mais campos são ligados a uma fonte de tensão CC separada, que é independente da tensão da armadura do gerador, este é denominado gerador com excitação independente.

Dois geradores com excitação independente são vistos nas Figs. 3-4a e b. O arranjo do circuito da Fig. 3-4a mostra o campo (shunt) ligado a um potenciômetro e a uma fonte CC, que é independente da tensão da armadura, V_a. Como o campo não é mais excitado pela tensão da armadura, a corrente da armadura, I_a, é igual à corrente de carga, I_L. Da mesma maneira, a tensão da armadura V_a é a mesma tensão na carga $I_L R_L$, admitindo resistência nula nas linhas de transmissão.

Note-se que a conexão do potenciômetro da Fig. 3-4a permite um ajuste em zero da corrente de campo (shunt) como um mínimo, enquanto que a conexão do reostato da Fig. 3-4b permite ajuste de corrente mínima, mas não zero. O gerador com excitação independente da Fig. 3-4b combina a auto-excitação do campo-série e a excitação separada do campo-shunt, com as vantagens da operação dos geradores compostos com as vantagens da excitação de campo independente. As relações de corrente deste gerador são as mesmas dos geradores-série, dadas na Eq. (3-3).

(a) Excitação separada, campo-shunt usando potenciômetro.

(b) Excitação separada, campo-shunt, operação composta.

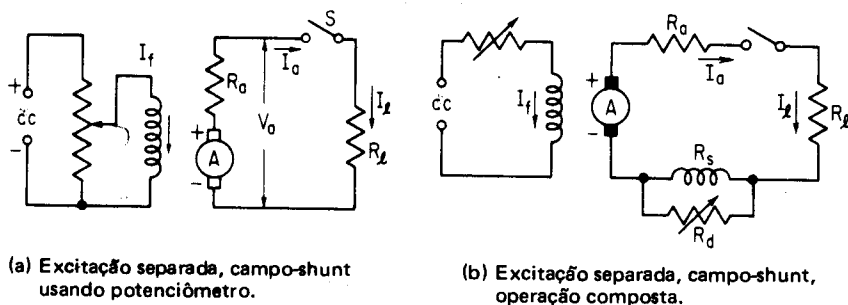



Fig. 3-4 — Geradores com excitação independente.

3-7. CARACTERÍSTICAS DE TENSÃO A VAZIO DOS GERADORES CC

O circuito da Fig. 3-4a é comumente usado em máquinas de laboratório, para investigar as características de carga e a vazio dos geradores-shunt. Com a chave S aberta, o gerador é movimentado por uma máquina primária numa velocidade aproximadamente constante. Um amperímetro é ligado no circuito potenciométrico, para registrar a corrente solicitada pelo campo, I_f, e um voltímetro de grande sensibilidade é ligado aos terminais da armadura para medir a tensão gerada, E_g, como se vê na Fig. 3-5a[1] e expressa pela Eq. (1-6):

$$E_g = \phi \frac{ZNP}{60a} \times 10^{-8}\ \text{V} \tag{1-6}$$

(a) Conexões.

Corrente de campo, A.
(b) Curva de magnetização.

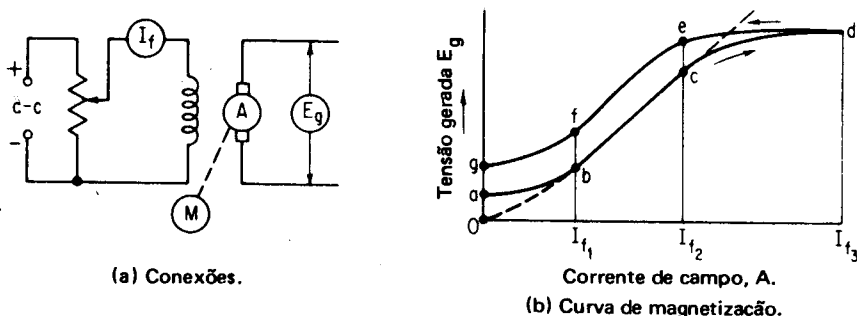



Fig. 3-5 — Conexões do gerador a vazio, com excitação independente, para obter a curva de saturação.

Para qualquer gerador, o número de pólos P, o número total de condutores da armadura, Z, e o número de caminhos, a, podem ser determinados a partir dos dados do enrolamento da armadura e das Eqs. (2-4) e (2-5). Assim, para uma

[1] É comumente usado um voltímetro de alta sensibilidade porque solicita uma corrente desprezível da armadura. Sob estas condições, V_a pode ser considerado igual a E_g, pois a queda na armadura I_aR_a é desprezível. Se for empregado um voltímetro eletrônico, o valor obtido pode ser considerado, para todos os propósitos práticos, o valor de E_g na Eq. (1-6).

dada armadura num dado gerador, são *fixados* P, Z e a na equação acima. A Eq. (1-6) pode ser escrita como

$$E_g = K \phi N \tag{3-7}$$

onde $K = \dfrac{PZ \times 10^{-8}}{60\ a}$

ϕ é o fluxo por pólo (fluxo mútuo no entreferro)
N é a velocidade em rpm.

Como a máquina primária da Fig. 3-5a está sendo movimentada numa velocidade aproximadamente constante, a fem gerada. E_g, da Eq. (3-7) é

$$E_g = K'\phi \tag{3-8}$$

Pode parecer, com base na Eq. (3-8), que a leitura do voltímetro da Fig. 3-5a é só e puramente uma função do fluxo mútuo no entreferro produzido pelo enrolamento de campo. Se o potenciômetro visto na Fig. 3-5a é ajustado para corrente de campo zero, e se o gerador é movido numa velocidade constante, pode-se ser tentado a supor que E_g seja nula. Mas este, contudo, não é o caso e, mesmo quando a fmm do campo ($N_f I_f$) é nula, o fluxo no entreferro *não* é zero. Uma pequena tensão é medida nos terminais da armadura pelo voltímetro quando a corrente de campo é zero. Esta tensão é indicada pelo ponto a na curva da Fig. 3-5b, onde a corrente de campo é zero e a tensão gerada, E_g, tem um pequeno valor, uns poucos volts. A tensão em a é devida à *retentividade* dos campos polares e é proporcional à quantidade de *magnetismo residual* que permaneceu no ferro da máquina quando o gerador foi desligado.

Se a corrente de campo é aumentada por meio do potenciômetro, de modo que a corrente medida é I_{f1}, a tensão aumentará até o ponto b na Fig. 3-5b. Se a corrente aumenta no mesmo sentido, de modo que se registre uma corrente de campo I_{f2}, a tensão gerada aumentará até o ponto c na Fig. 3-5b. Assim, o acréscimo na tensão induzida gerada é proporcional a fmm no entreferro produzida pela corrente de campo ($N_f I_f$). Pode-se notar que a porção da curva de a até b é *não-linear*, pois é composta de uma fmm residual *fixa* e uma fmm *variável*, devida à corrente de campo. A porção de b até c é linear, entretanto, pois a fmm residual é agora desprezível em comparação com a fmm produzida pelo campo, e a tensão gerada varia diretamente com a variação na corrente de campo. Além do ponto c (joelho da curva) um aumento na corrente de campo *não* produz um incremento proporcional na tensão gerada. Aqui o ferro dos núcleos polares e do núcleo do circuito magnético circundante se aproxima da saturação. Além do ponto c, portanto, qualquer acréscimo na fmm acima do joelho da curva de saturação não produzirá um acréscimo proporcional no fluxo, e a curva de magnetização de c até d é novamente não-linear, desta vez devido ao efeito da *saturação magnética.*

Se a corrente de campo for agora reduzida, por meio do potenciômetro da Fig. 3-5a, do valor I_{f3} para o valor I_{f2}, a tensão gerada decrescerá de d para e. Note-se que a tensão em e é maior do que em c e que outros decréscimos na corrente de campo produzirão tensões geradas mais elevadas do que as produzidas

quando a corrente de campo estava crescendo. É idêntica à produzida em qualquer circuito magnético que contenha material ferromagnético; é uma propriedade do material, denominada *histerese.*[2]

Pode-se ver, então, que a forma da curva de magnetização (E_g versus I_f) não é diferente da forma da curva de saturação (B versus H) obtida para qualquer material ferromagnético. De fato, se a máquina não estiver girando e se as medidas forem feitas entre fluxo no entreferro contra força magnetizante, a curva B-H será idêntica à vista na Fig. 3-5b. Uma vez que $E_g = K \phi N$, a rotação dos condutores da armadura numa velocidade constante produz uma tensão diretamente proporcional ao fluxo no entreferro (durante todo o tempo) e *não* necessariamente proporcional à corrente de campo!

Na obtenção, em laboratório, da curva de magnetização de um gerador, deve-se ter o cuidado de aumentar a corrente de campo até um máximo e fazê-la decrescer até um mínimo, movendo-se o potenciômetro *apenas* num sentido à medida que as leituras são feitas. Se isto não é feito, são produzidos laços menores de histerese, levando a resultados errôneos. Além disso, deve-se também manter a velocidade absolutamente *constante*, pois a Eq. (3-8) é válida apenas nesta presunção. A curva de magnetização da Fig. 3-5b é uma representação gráfica desta equação. Se a velocidade é registrada ao mesmo tempo que a corrente de campo e a tensão gerada, torna-se então simples *corrigir qualquer variação* da velocidade que ocorra, como se mostra nos Exemplos 3-3 e 3-4, usando-se o método de comparação.

EXEMPLO 3-3: Supondo excitação de campo constante, calcule a tensão a vazio de um gerador com excitação independente, cuja tensão da armadura é 150 V numa velocidade de 1.800 rpm, quando:

a. A velocidade é aumentada para 2.000 rpm
b. A velocidade é reduzida para 1.600 rpm.

Solução:

Da Eq. 3-7, $E_g = K''N$ sob excitação constante e, portanto,

$$\frac{E_{final}}{E_{orig}} = \frac{N_{final}}{N_{orig}}$$

a. $E_{final} = (E_{orig})\dfrac{N_{final}}{N_{orig}} = (150\text{ V})\dfrac{2.000}{1.800} = \mathbf{166{,}7\text{ V}}$

b. $E_{final} = (150\text{ V})\dfrac{1.600}{1.800} = \mathbf{133{,}3\text{ V}}$

[2] Veja Eq. (12-3), Seç. 12-2, deste livro; também, para informação adicional no assunto, veja *Introduction to Electric Circuits*, de H. W. Jackson, 3. edição, Englewood Cliffs, N. J., Prentice-Hall, 1970, Seç. 816.

EXEMPLO 3-4: Obtendo-se a curva de magnetização numa velocidade constante de 1.200 rpm, foram registrados os seguintes valores de tensão com simultâneo registro das variações de velocidade

a. 64,3 V para 1.205 rpm
b. 82,9 V para 1.194 rpm
c. 162,3 V para 1.202 rpm

Que conexões devem ser feitas nos dados, antes de plotarmos a curva?

Solução:

a. $E_1 = (64{,}3\ \text{V})\ \dfrac{1.200}{1.205} = \mathbf{64{,}0\ V\ para\ 1.200\ rpm}$

b. $E_2 = (82{,}9\ \text{V})\ \dfrac{1.200}{1.194} = \mathbf{83{,}3\ V\ para\ 1.200\ rpm}$

c. $E_3 = (162{,}3\ \text{V}) = \dfrac{1.200}{1.202} = \mathbf{162{,}0\ V\ para\ 1.200\ rpm}$

3-8. GERADORES AUTO-EXCITADOS — RESISTÊNCIA DE CAMPO

Nos geradores com excitação independente vistos na Fig. 3-5a, o circuito de campo foi excitado independentemente da tensão da armadura. Assim, a corrente no circuito de campo, I_f, era independente da tensão gerada, E_g, apesar de que *não* sucedia o contrário. Quando, porém, o circuito de campo (consistindo do enrolamento e do reostato de campo) é ligado através do circuito da armadura, como se vê na Fig. 3-6, a corrente de campo, I_f, não é mais independente da tensão gerada. Para a conexão da Fig. 3-6, a corrente de campo dada na Eq. (3-1)

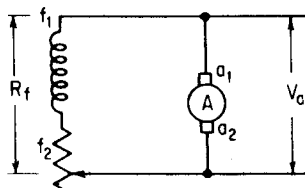



Fig. 3-6 — Gerador-shunt auto-excitado.

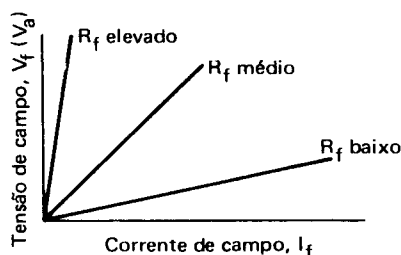



Fig. 3-7 — Resistências de campo.

depende da relação V_f/R_f, onde V_f é igual a tensão nos terminais da armadura, V_a. A corrente de campo em qualquer instante, portanto, é função de *duas* variáveis: (1) a tensão da armadura, que varia com a fmm do entreferro, e (2) a resistência de campo, que varia com a posição estabelecida no reostato de campo visto na Fig. 3-6. Para expressar a corrente de campo e da armadura, que podem circular em qualquer instante no circuito da Fig. 3-6, é necessário representar

graficamente uma *família de retas representando as resistências de campo.* Se supomos a resistência de campo constante e linear, pode ser plotada uma dada família de resistências de campo, como se vê na Fig. 3-7. Assim, de acordo com a Lei de Ohm, uma alta resistência de campo (ou seja uma reta com uma grande inclinação) produzirá uma pequena corrente de campo, mesmo para um valor bastante elevado da tensão de campo, como se vê na Fig. 3-7. Ao contrário, como se vê na figura, uma baixa resistência de campo (com inclinação menor) produzirá uma corrente bastante elevada de campo mesmo para um valor baixo da tensão de campo. A inclinação da reta associada à resistência de campo é, portanto, uma indicação da resistência do campo, V_f/I_f.

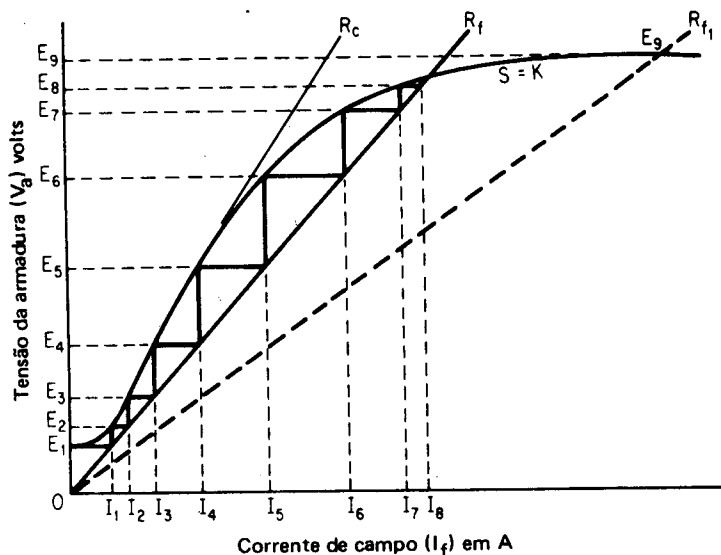



Fig. 3-8 — Escorvamento de um gerador-shunt auto-excitado.

Como o gerador da Fig. 3-6 está suprindo uma corrente relativamente pequena (em proporção à sua corrente nominal) para excitar seu próprio circuito de campo, nós podemos supor (por agora) que a queda interna I_aR_a é desprezível e que as ordenadas da Fig. 3-5b e Fig. 3-7 são as mesmas, ou seja, V_a é igual a E_g. Agora é possível representar a reta associada à resistência de campo e a curva de magnetização da máquina num eixo comum. Esta representação é vista na Fig. 3-8.

3-9. AUTO-EXCITAÇÃO DE UM GERADOR-SHUNT

A curva de magnetização para o gerador com excitação independente da Fig. 3-5 e uma reta associada a uma dada resistência de campo-shunt, R_f, são mostradas na Fig. 3-8, para o mesmo gerador ligado como gerador-shunt auto-excitado, primitivamente apresentado na Fig. 3-6. Nas Figs. 3-6 e 3-8, como o circuito de campo é ligado diretamente atraves da armadura, a ordenada da reta

da resistência de campo, R_f, é a tensão nos terminais do gerador, V_a. A maneira pela qual o gerador-shunt auto-excitado excita seu próprio campo e adquire uma tensão CC nos terminais da sua armadura é descrita com referência à Fig. 3-8 nos seguintes passos:

1. Suponha que o gerador parte do repouso, ou seja, a maquina primária tem velocidade nula. Apesar do magnetismo residual, a fem gerada, E_g, é zero.
2. À medida que a máquina primária faz girar a armadura, e a velocidade se aproxima do valor nominal, a tensão devida ao magnetismo residual e a velocidade ($E = K\phi N$) aumentam.
3. Na velocidade nominal, a tensão na armadura devida ao magnetismo residual é pequena, E_1, como se vê na figura. Mas esta tensão também está aplicada no circuito de campo, cuja resistência é R_f. Assim, a corrente que flui no circuito de campo, I_1, é também pequena.
4. Quando I_1 flui no circuito de campo do gerador da Fig. 3-6, resulta um aumento na fmm (devida a $N_f I_f$), que auxilia o magnetismo residual, aumentando a fem induzida para E_2, como se mostra na Fig. 3-8.
5. A tensão E_2 é agora aplicada na resistência de campo, provocando a circulação de uma corrente I_2 maior no circuito de campo. $N_f I_2$ é uma fmm incrementada que produz uma tensão gerada E_3.
6. E_3 produz I_3 no circuito de campo, que gera E_4. Mas E_4 provoca a circulação de I_4 no campo, que produz E_5; e assim por diante, até alcançarmos E_8 que é o máximo valor.
7. O processo continua até o ponto em que a reta da resistência de campo corta a curva de magnetização na Fig. 3-8. Aqui o processo pára. A tensão induzida produzida, quando aplicada no circuito de campo, produz um fluxo de corrente que, por sua vez, produz uma fem induzida de mesma magnitude, E_8, como se mostra na figura.

3-10. RESISTÊNCIA CRÍTICA DE CAMPO

O processo acima para a auto-excitação do gerador-shunt, visto na Fig. 3-8, usou um valor particular de resistência de campo, R_f. Se a resistência de campo fosse reduzida, por meio de ajustes no reostato de campo da Fig. 3-6, para um valor mais baixo, digamos R_{f1}, visto na Fig. 3-8, o processo da auto-excitação se realizaria ao longo da reta de campo R_{f1}, resultando numa tensão mais elevada que E_8, ou seja, o ponto onde R_{f1} intercepta a curva de magnetização, E_9. Como a curva está extremamente saturada na vizinhança de E_9, reduzindo-se a resistência de campo (ao valor limite da resistência do enrolamento de campo), não aumentaremos apreciavelmente a tensão. Ao contrário, aumentando-se a resistência do reostato de campo e a resistência do circuito de campo (para um valor com inclinação maior que R_f na figura), provocaremos uma redução do máximo valor que o processo de elevação da tensão pode alcançar.

A resistência do reostato de campo pode ser aumentada até que o circuito de campo alcance a resistência crítica de campo. Resistências de campo superiores ao valor crítico não produzirão a auto-excitação. A resistência crítica do circuito de campo, R_c, é vista como tangente à curva de saturação que passa através da origem, O, dos eixos da curva da Fig. 3-8. Assim, uma resistência de campo maior do que R_c produzirá uma tensão na armadura aproximadamente igual a E_1 e não mais.

3-11. RAZÕES QUE IMPEDEM A AUTO-EXCITAÇÃO

Há quatro razões específicas (elétricas) para não ocorrer a auto-excitação de um gerador-shunt sem carga.

1. ***Falta de (ou baixo) magnetismo residual.*** Como o processo visto na Seç. 3-9 requer algum magnetismo residual para o seu início, é evidente que um valor extremamente baixo ou a completa falta de magnetismo residual inibirá o processo. O magnetismo residual pode ser perdido como resultado de condições que tendam a desmagnetizar os campos polares: batidas mecânicas no embarque, vibração excessiva, calor extremo, correntes alternadas inadvertidamente aplicadas através do enrolamento de campo, máquina parada por longo tempo, etc. Estas falhas podem ser remediadas por *magnetização dos pólos*, ou seja, pela aplicação de corrente contínua ao circuito de campo altamente indutivo [V. Eq. (2-2) e a discussão subseqüente] e remoção da mesma, o que produz uma centelha indutiva. O magnetismo residual é assim recuperado, e o gerador-shunt pode ser auto-excitado.
2. ***Conexões do circuito de campo invertidas com relação ao circuito da armadura.*** Na Seç. 3-9, Estágio 4, foi estabelecido que a corrente que flui no circuito de campo deve produzir uma fmm que auxilie o magnetismo residual, ou seja, o fluxo produzido pela bobina de campo deve ter a mesma polaridade magnética que a fmm residual. Se as conexões de campo são invertidas com relação à armadura, o fluxo do campo resultante tenderá a opor-se ou a diminuir o fluxo residual, desta maneira diminuindo o fluxo total e a fem gerada, E_g, quando o circuito de campo é fechado. Um teste simples para esta condição é abrir o circuito de campo de um gerador em operação e observar o voltímetro ligado à armadura. Se a tensão ***aumenta*** quando se abre o circuito, então as conexões do circuito de campo estão ***invertidas*** com relação à armadura. Esta falha pode ser remediada meramente invertendo $f_1 - f_2$ com relação a $a_1 - a_2$, como se mostra na Fig. 3-6. Pode-se notar, incidentalmente, que, invertendo o sentido de rotação da máquina primária consegue-se o mesmo propósito, quando possível, já que se inverte a polaridade da armadura. Uma possível e idêntica causa de falha está no uso do sentido errado de rotação, que produz conexões trocadas da armadura com relação ao campo.[3]
3. ***Resistência do circuito de campo maior do que a resistência crítica.*** Uma conexão aberta nos enrolamentos do circuito de campo, reostato, ou conexões resultará numa resistência maior que a resistência crítica. Isto evitará a auto-excitação, como se descreveu na Seç. 3-10. Este problema pode ser testado por meio de um medidor de resistência ou de um voltímetro ligado em série a uma fonte CC.
4. ***Conexão aberta ou alta resistência no circuito da armadura.*** Uma conexao aberta no circuito da armadura, um comutador sujo, uma escova frouxa ou a falta de escovas tenderão a atuar da mesma maneira que uma alta resistência de campo, porque reduzem a corrente de campo e tendem a evitar uma tensão mais elevada que a do magnetismo

---

[3]A troca do sentido de rotação da máquina primária é grandemente recomendada como meio de eliminar a falha da auto-excitação. A maioria das máquinas primárias, como as máquinas a vapor e as turbinas, é projetada para girar num único sentido. Um motor CC é projetado, semelhantemente, pois suas escovas são facetadas segundo um sentido particular. (Apenas os motores de indução e síncronos, quando usados como máquinas primárias, podem ser invertidos sem problemas.)

Similarmente, velocidades excessivamente baixas, como causa de falha da auto-excitação, não são também levadas em conta. Presume-se que a máquina primária esteja girando numa velocidade adequada no sentido apropriado. Apenas razões elétricas são enumeradas aqui. Do contrário, poder-se-ia enumerar, como causa de falha, o fato de que o gerador não estivesse girando.

residual. A resistência das conexões $a_1 - a_2$ para a armadura devem ser testadas por meio de ohmômetro (para uma resistência comparativamente baixa). Uma resistência elevada no circuito da armadura indica uma ligação aberta no circuito da armadura.

3-12. EFEITO DA CARGA NO IMPEDIMENTO DE EXCITAÇÃO DE UM GERADOR-SHUNT

Como a carga possui uma resistência relativamente baixa em comparação com o campo-shunt, pode-se lembrar que se uma carga demasiadamente grande for ligada através de um gerador-shunt, e se a máquina acelerar, o gerador poderá não conseguir auto-excitar-se.[4] A razão está em que a maior parte da corrente da armadura é drenada para carga em vez de para o campo, e pouca corrente de campo adicional está disponível, para produzir a fmm adicional para iniciar o processo do aumento de tensão. Assim, para se conseguir a auto-excitação é necessário que o gerador-shunt não tenha a carga ligada enquanto a tensão não tenha alcançado seu valor nominal, pelo processo descrito da auto-excitação.

Isto levanta uma interessante questão quanto a um gerador poder ter sua tensão diminuída com a aplicação de carga adicional (ou seja, resistência equivalente de carga menor, devido a termos mais resistores de carga em paralelo).

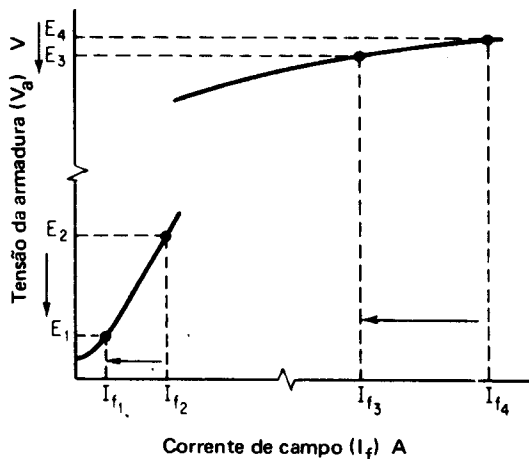



Fig. 3-9 — Efeito da corrente de campo decrescente sobre a tensão da armadura.

Será visto nesta seção, que o efeito de carga adicional, de fato, reduz a tensão da armadura e, assim, a excitação da corrente de campo. O estudante pode ser tentado a raciocinar, portanto, que, se a aplicação da carga reduz a tensão da armadura, a redução da corrente de campo deve reduzir, por sua vez, a tensão da armadura, que, por sen

[4]Esta situação não é usualmente incluída entre as causas de falha, porque se considera que o gerador não está sob carga durante o processo de auto-excitação. Com efeito, uma grande (baixa resistência) carga é um curto-circuito através da armadura.

turno, reduzirá ainda mais a corrente de campo, e assim por diante, até que a máquina retorne à sua tensão residual. Um exame da porção saturada da curva de magnetização expandida é mostrado na Fig. 3-9. Note-se que, na porção saturada da curva, a corrente de campo pode ser reduzida de I_{f4} para I_{f3} (uma redução sensível) com apenas uma pequena variação na tensão da armadura de E_4 para E_3.

Na porção não-saturada da curva de magnetização, contudo, uma pequena redução da corrente de campo de I_{f2} para I_{f1} produzirá uma grande queda na tensão da armadura de E_2 para E_1. Pode parecer, então, que, considerando-se apenas o aspecto de carregar o gerador, o mesmo deveria ser operado na porção saturada da sua curva de magnetização. Se ele está operando abaixo do joelho da curva de magnetização (na porção linear ou não-saturada), ele pode *ter sua tensão de saída decrescente* com a aplicação da carga, como se mostra na Fig. 3-10.

3-13. CARACTERÍSTICAS TENSÃO-CARGA DE UM GERADOR-SHUNT

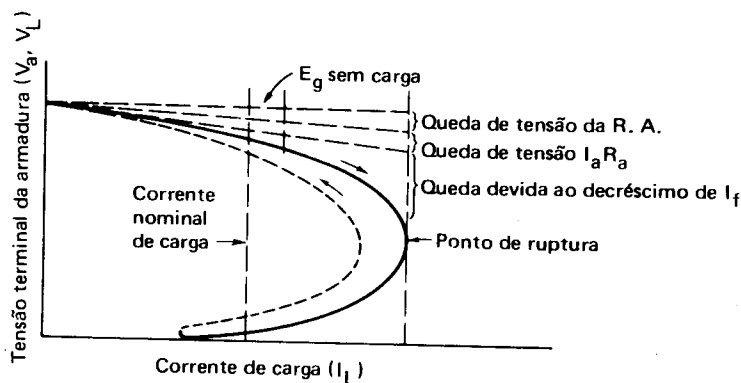
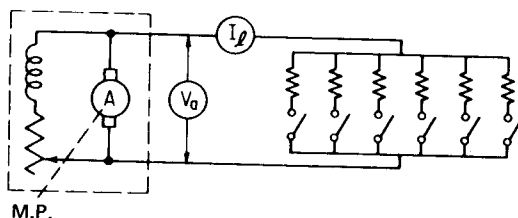
Foi estabelecido na seção precedente que o efeito da aplicação da carga nos terminais da armadura é o de reduzir a tensão da armadura e a tensão gerada. Há três razões para esta queda de tensões: (1) uma queda interna na tensão da armadura, produzida pela resistência do circuito da armadura, R_a; (2) o efeito da reação da armadura no fluxo do entreferro; e (3) a redução na corrente de campo causada pelos dois fatores precedentes. Vamos considerar cada um destes fatores por vez.

(a) Característica de carga do gerador-shunt.

(b) Gerador-shunt sob carga.

Fig. 3-10 — Características externas tensão-carga de um gerador-shunt.

1. ***Queda de tensão no circuito da armadura.*** Os vários componentes resistivos do circuito da armadura foram descritos na Seç. 3-3 e vistos na Fig. 3-1a. O circuito equivalente da armadura visto na Fig. 3-1b verificou a equação representando a tensão nos terminais da armadura.

$$V_a = E_g - I_a R_a \tag{1-10}$$

Para um gerador com excitação separada, mostrado na Fig. 3-5, que não está alimentando nenhuma carga, I_a é zero e V_a iguala E_g. Para um gerador-shunt com excitação própria, com carga, visto na Fig. 3-1b, à medida que a corrente de carga aumenta, I_L, também aumenta a corrente na armadura [Eq. (3-1)], bem como a queda de tensão no circuito da armadura, $I_a R_a$, na Eq. (1-10). Assim, a tensão nos terminais da armadura de um gerador-shunt, V_a, *diminui com a aplicação da carga*, conforme mostra a Fig. 3-10a.

2. ***Reação da armadura.*** Os condutores individuais da armadura, que conduzem corrente, fornecem uma corrente de carga de mesmo sentido que a fem induzida (Seç. 3-1). Como estes condutores estão engastados num núcleo de ferro, é produzida uma fmm da armadura em proporção à corrente de carga. Será visto (Cap. 5) que o efeito deste fluxo da armadura é o de distorcer e reduzir o fluxo no entreferro produzido pelo campo. A redução no fluxo polar mútuo ϕ_m reduz a fem gerada e a tensão nos terminais, E_g e V_a, respectivamente. Assim, com o aumento da corrente da armadura, I_a, o efeito da reação da armadura é uma redução progressiva de ϕ_m, E_g e V_a, como se mostra na Fig. 3-10a.

3. ***Redução na corrente de campo.*** A tensão terminal V_a cai como função da corrente de carga, como resultado da: (1) reação da armadura e (2) queda no circuito interno da armadura. Esta queda em V_a resulta em corrente de campo e em excitação produzida pelos pólos decrescentes. O decréscimo na excitação ($N_f I_f$) resulta num fluxo do entreferro decrescente e em E_g e V_a reduzidos. Se a corrente de campo do gerador e a velocidade são tais que os campos polares não estão saturados, a máquina rapidamente terá sua tensão de saída diminuída (V. Fig. 3-10a). Note-se que esta causa na queda de tensão não ocorre num gerador com excitação independente e, por esta razão, o mesmo gerador operado com excitação independente tem sempre melhor regulação.

O efeito de cada um dos três fatores precedentes é visto na Fig. 3-10, que mostra a característica tensão-carga (externa) de um gerador-shunt. Para o circuito da Fig. 3-10b, as leituras da tensão nos terminais da armadura (e carga), V_a, estão plotadas como função da corrente de carga, I_L. A tensão V_a é igual a E_g na situação sem carga (desprezando $I_f R_a$ e a queda na reação da armadura devida à corrente de campo). Os efeitos da reação da armadura (na redução do fluxo mútuo do entreferro), da queda de tensão na armadura e do decréscimo na corrente de campo são vistos todos com aumentos progressivos da carga. Note-se que a reação da armadura e a queda $I_a R_a$ são ambas vistas como linhas retas tracejadas, representando teoricamente decréscimos lineares de tensão diretamente proporcionais ao incremento na corrente da carga. A queda relacionada com o decréscimo da corrente de campo é uma linha curva, pois depende do grau de saturação existente no campo para aquele valor de carga.

Em geral, a característica externa tensão-carga diminui com a aplicação da carga apenas numa pequena extensão até o seu valor de carga (corrente) nominal. Assim, o gerador-shunt é considerado como possuindo uma tensão de saída bastante constante com a aplicação da carga e, na prática, raramente é operado

continuadamente, além do valor nominal de corrente, por períodos apreciáveis de tempo. Como se mostra na Fig. 3-10a, a aplicação posterior de carga faz com que o gerador atinja seu ponto de ruptura, além do qual uma carga adicional provoca sua desexcitação se ele operar na porção não-saturada de sua curva de magnetização (Seçs. 3-12 e 3-9). Este processo de desexcitação continua até que a tensão terminal seja zero, em cujo ponto a corrente de carga é de tal magnitude que a queda interna no circuito da armadura iguala a fem gerada na porção linear ou não-saturada da sua curva de magnetização. Isto é ilustrado pelo seguinte exemplo:

EXEMPLO 3-5: Um gerador CC, 125 V, possuindo uma resistência de armadura de 0,15 ohm, é carregado progressivamente até que a tensão na carga é zero. Se a corrente de carga é 96A e a corrente de campo 4A, qual a fem gerada na armadura?

Solução:

$$I_a = I_f + I_L = 4 + 96 = 100 \text{ A} \qquad (3\text{-}1)$$

$$E_g = V_a + I_a R_a = 0 + (100 \times 0{,}15) = 15 \text{ V} \qquad (3\text{-}10)$$

O exemplo precedente serve para indicar a possível extensão da desexcitação num gerador-shunt. Também serve para indicar que a fem gerada sem carga *não* é a mesma para qualquer condição de carga, pois o gerador não está mais operando na mesma porção da curva de magnetização, *devido principalmente à desexcitação do gerador.*

Finalmente, pode-se notar que, se a carga externa é reduzida (um aumento na resistência de carga), o gerador tenderá a se auto-excitar seguindo a linha tracejada mostrada na Fig. 3-10a. Note-se que, para qualquer valor da corrente de carga, a tensão terminal da armadura é menor (à medida que a tensão diminui). Esta diferença é devida à histerese (Seç. 3-7) e está de acordo com a Fig. 3-5b, onde *para qualquer dada excitação fixa* os valores incrementais de tensão são menores que os valores decrescentes de tensão.

3-14. EFEITO DA VELOCIDADE NAS CARACTERÍSTICAS A VAZIO E SOB CARGA DE UM GERADOR-SHUNT

A discussão acima está baseada na presunção de que a velocidade da máquina primária é constante durante a aplicação da carga. Mas, como (Seç. 3-1) o torque eletromagnético (desenvolvido no condutor do gerador percorrido por corrente) se opõe à rotação (Lei de Lenz), esta oposição tem uma tendência de diminuir a velocidade da máquina primária com a aplicação da carga.[5] Que

[5] A discussão sobre máquinas primárias, tais como motores diesel e a gasolina, máquinas a vapor, e turbinas hidráulicas ou a vapor, está além do objetivo deste volume. Em geral, conquanto se presuma que eles estejam equipados com dispositivos de regulação da velocidade, que manterão uma velocidade constante com uma aplicação crescente de carga, a possibilidade de queda na velocidade da máquina primária devida à carga é *inerente* à natureza de qualquer máquina primária que tenha diminuição de velocidade com aplicação de carga. Será mostrado (Cap. 7) que tais características são, de fato, essenciais à operação em paralelo de geradores compostos, para fins de estabilidade.

efeito uma variação de velocidade produzirá nas características de carga de un gerador-shunt?

A Eq. (3-7) estabelece que a tensão gerada, E_g, de qualquer dado gerador é proporcional ao fluxo e à velocidade $(E_g = K\phi N)$. Para um dado fluxo mútuo constante no entreferro, um aumento de velocidade produzirá um aumento de tensão, e uma velocidade infinita produzirá uma tensão infinita. Infelizmente não temos um meio de manter constante o fluxo no entreferro (exceto usando um campo magnético permanente, em cujo caso $E_g = K'N$, que é o princípio do tacômetro), mas nós *podemos* manter constante a corrente de campo. O efeito da corrente de campo constante na saturação é mostrado na Fig. 3-11a para dois valores diferentes da velocidade, N_1 e N_2. Para a mesma corrente de campo, I_{f1} a velocidade mais elevada produzirá menos saturação, pois a inclinação no ponto 2 é mais vertical que a inclinação no ponto 1. Mas quanto menos saturado for um dado gerador-shunt, mais rapidamente ele será desexcitado (Seç. 3-12). Assim, podemos esperar que uma máquina de velocidade mais elevada tenha uma desexcitação mais rápida e tenha uma característica de carga mais mergulhante que uma máquina de velocidade menor. O efeito é verificado e mesmo mais pronunciado na Fig. 3-11b, onde, em vez de manter a corrente de campo num valor

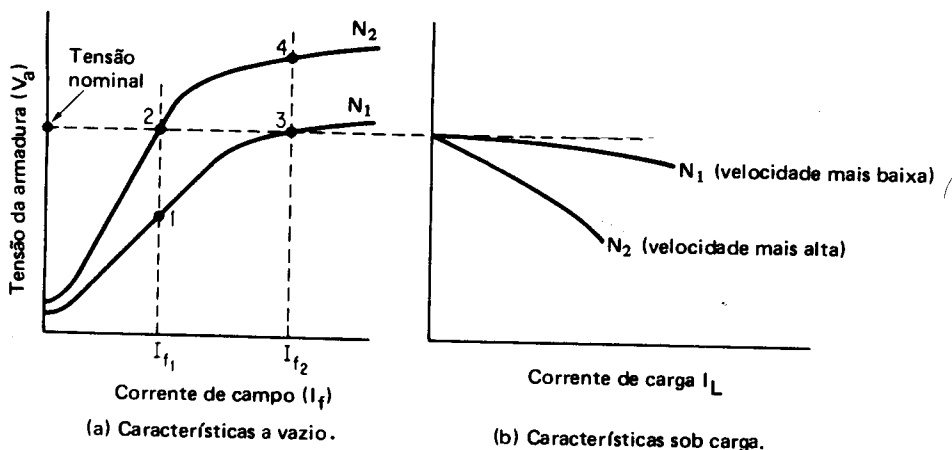



Fig. 3-11 — Efeito da velocidade sobre a saturação e a tensão de um gerador-shunt.

constante, nós comparamos as duas velocidades da máquina numa mesma tensão nominal. Na velocidade mais baixa, N_1, nós necessitamos uma corrente de campo (I_{f2}) maior para produzir a tensão nominal do que para a velocidade mais elevada, N_2, que requer uma corrente de campo I_{f1}. Assim, na velocidade mais baixa, nós estamos trabalhando na porção mais saturada (ponto 3) da curva de magnetização, ao passo que, para a velocidade mais elevada, nós estamos operando na porção menos saturada (ponto 2) da curva de magnetização. Na velocidade nominal, portanto, como se mostra na Fig. 3-11b, a velocidade mais baixa produzirá a característica tensão-carga mais satisfatória.

Portanto, se a velocidade da máquina primária *decresce*, tende-se a melhorar a regulação de tensão do gerador-shunt. Se, além disto, devido à queda na velocidade e à redução da tensão terminal, nós restauramos a tensão no seu valor original, pelo incremento da corrente de campo, a regulação de tensão é melhorada ainda mais, como resultado do *acréscimo de saturação* do campo.

3-15. REGULAÇÃO DE TENSÃO DE UM GERADOR

No último parágrafo acima, o termo "regulação de tensão" foi usado para indicar o grau de variação na tensão da armadura produzida pela aplicação da carga. Se há pouca variação, desde a vazio até plena carga, diz-se que o gerador ou a fonte de suprimento de tensão possui boa regulação de tensão. Se a tensão varia apreciavelmente com a carga, é considerado como tendo pobre regulação.

Regulação de tensão é definida como a variação na tensão desde a vazio até a plena carga, expressa como uma percentagem da tensão terminal nominal (tensão da armadura a plena carga) ou

$$\text{VR (regulação de tensão percentual)} = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \times 100 \qquad (3\text{-}9)$$

onde V_{FL} é a tensão terminal (nominal) a plena carga
V_{NL} é a tensão terminal sem carga.

EXEMPLO 3-6: A tensão sem carga de um gerador-shunt é 135 V, e sua tensão a plena carga é 125 V. Calcule VR, a regulação de tensão em percentagem.

Solução:

$$\text{VR}\% = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \times 100$$

$$\text{VR} = \frac{135 - 125}{125} \times 100 = 8\% \qquad (3\text{-}9)$$

EXEMPLO 3-7: A regulação percentual de tensão de um gerador-shunt de 250 V é 10,5%. Calcule a tensão do gerador sem carga.

Solução:

$$V_{NL} = V_{FL} + (V_{FL} \times \text{VR}) = V_{FL}\,(1 + \text{VR}) \qquad (3\text{-}9)$$

$$= 250\,(1 + 0{,}105) = 276{,}3\ \text{V}$$

A Eq. (3-9) serve para indicar que um gerador "ideal" manteria a mesma tensão desde a vazio até a plena carga e, já que a variação de tensão é zero, nós teremos uma regulação de tensão percentual nula. O gerador com a menor ou mínima variação na tensão terminal tem a mais baixa regulação percentual e está mais próximo do gerador ideal como fonte de fem constante,. apesar da carga. Se cargas adicionais são colocadas ou removidas, um gerador ideal conti-

nuará suprindo a mesma tensão nos terminais da carga. Um exame da curva da Fig. 3-10a indica que o gerador-shunt apresenta a tendência de reduzir sua tensão com o aumento da carga. Se a carga está localizada na vizinhança imediata do gerador, a queda em tensão pode ser compensada por meio de reguladores automáticos de tensão, que diminuem a resistência de campo (aumentando a corrente de campo) e restabelecem a tensão no seu valor anterior.

Se, entretanto, a carga está remotamente localizada com relação ao gerador, o problema de manter a tensão constante na carga é mais complicado devido à queda de tensão nas linhas de transmissão. A queda de tensão na linha varia em proporção direta com a corrente de carga fornecida pelo gerador tal como sucede com cada uma das três causas de queda de tensão descritas na Seç. 3-13 e mostradas na Fig. 3-10a. Devido à distância possivelmente grande entre o gerador e a carga, não é prático refletir (realimentação) variações na tensão de carga, por meio de fios, até um regulador de tensão localizado junto ao gerador-shunt. Além disto, como todas as causas de queda de tensão, bem como da queda de tensão na linha de transmissão, variam com a carga, é melhor empregar algum tipo de gerador cuja *magnetização* seja *controlada* ou afetada, em parte, por uma *variação na carga.* Tanto os geradores-série como os compostos possuem esta característica.

3-16. GERADOR-SÉRIE

O diagrama esquemático completo de um gerador-série é mostrado na Fig. 3-2a, e o circuito equivalente está representado na Fig. 3-2b. O gerador-série a circuito aberto (sem carga) é *incapaz* de se auto-excitar. Assim, quando a corrente de carga é zero, a tensão gerada e a tensão nos terminais, E_g e V_a, são idênticas, e ambas são devidas ao fluxo magnético residual, mostrado como E_1 na Fig. 3-12. Se uma carga é ligada através da armadura do gerador-série, como se mostra na Fig. 3-2b, uma corrente comum da armadura e da carga, I_L, fluirá através do campo-série, criando uma fmm adicional (que auxilia o fluxo residual), para produzir uma tensão gerada mais elevada. A auto-excitação automática começará, pois a tensão adicional produzirá corrente adicional na carga; isto,

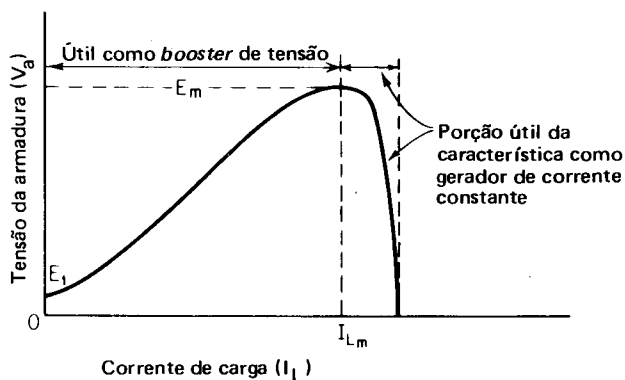



Fig. 3-12 — Características da carga do gerador-série.

por sua vez, produzirá fmm adicional do campo-série (N_sI_s). Mas a ação do gerador-série é um pouco mais complexa do que a de um gerador-shunt. Há agora *duas* quedas de tensão que limitam a tensão, V_L, através da carga [V. Eq. (3-4)], e a Eq. (3-4) pode ser reescrita como:

$$V_L = E_g - (I_sR_s + I_aR_a) \tag{3-4a}$$

Em complementação a estas duas quedas de tensão, a tensão gerada E_g é também reduzida pelos efeitos da reação da armadura, de modo que a tensão na carga, V_L (produzindo a corrente magnetizada, I_s), representa a *resultante* de duas forças: (1) os fatores tendentes a *decrescer* a tensão, V_L, e (2) a corrente de magnetização (I_s) tendente a *aumentar* a tensão gerada E_g. Como resultado, para uma dada velocidade da máquina primária, é produzida uma tensão máxima, E_m, como se mostra na Fig. 3-12, que representa o ponto crítico no qual o processo de auto-excitação cessa e nenhuma corrente adicional é produzida automaticamente. Neste valor da corrente de carga, I_{LM}, a queda de tensão do campo-série e da armadura, bem como a queda da reação da armadura, contrabalançam exatamente o acréscimo de fmm produzido no campo-série; e a tensão terminal, V_L, permanece constante.

A porção útil das características de um gerador-série como gerador de *corrente constante* é mostrada na Fig. 3-12, onde uma outra aplicação de carga além do ponto crítico de máxima tensão produz uma *brusca queda* de tensão na carga. O brusco declínio da tensão na carga é devido aos fatores combinados do aumento da reação da armadura e do aumento na queda de tensão da Eq. (3-4), que agora diminuem a tensão de carga numa razão mais rápida do que é aumentada a tensão gerada, E_g, pela corrente de carga. Esta característica *brusca de mergulho* leva-nos *aos geradores de solda* (onde a corrente deve ser relativamente constante para produzir o mesmo efeito de aquecimento, I^2R, numa grande faixa de quedas de tensão produzidas pelo arco elétrico). A parte crescente da curva de magnetização, leva, por outro lado, aos elevadores de tensão *(boosters)* nos sistemas aterrados CC de troles e trens, para reduzir a ação eletrolítica entre os trilhos do retorno de terra e os condutores e outras estruturas aterradas. Tem também sido usada intensamente na Europa para compensação da queda de tensão em linhas de transmissão CC de alta tensão, como no sistema Thury. A parte linear ou crescente da característica do gerador-série é também usada em excitadores com múltiplos campos denominados Rototrol (Seç. 11-17).

3-17. GERADOR COMPOSTO

A regulação de tensão de um gerador-série é obviamente muito pobre, como se vê do exame das características combinadas de carga e magnetização mostradas na Fig. 3-12. Mas não pode ser negada a capacidade do campo-série de produzir magnetização adicional útil em resposta ao incremento de carga. Esta característica útil do campo-série, combinada com a característica de tensão relativamente constante do gerador-shunt, conduziu ao gerador composto, cuja construção e circuitos é discutida na Seç. 3-5 e mostrada na Fig. 3-3. As relações de corrente para a conexão shunt-longa são dadas na Eq. (3-5) e, para a conexão curta, na

Eq. (3-6). Um exame das figuras 3-3b e c revelará que, qualquer que seja o método de conexão, a tensão terminal, V_L, do gerador composto shunt-longo ou curto, é a mesma da Eq. (3-4a) (Seç. 3-16) para o gerador *série* (!); quer dizer,

$$V_L = E_g - (I_s R_s + I_a R_a) \tag{3-4a}$$

A tensão gerada, E_g, de um gerador composto é o resultado da combinação das fmm produzidas pelos Ae dos campos série $(N_s I_s)$ e shunt $(V_f I_f)$, devida à corrente que flui pelos seus enrolamentos de campo. Num gerador composto, o *campo-shunt predomina* e é o mais forte dos dois. Quando a fmm do campo-série *auxilia* a fmm do campo-shunt, o gerador é denominado de composto *cumulativo.* Quando a fmm do campo-série se *opõe* à fmm do campo-shunt, o gerador é denominado composto *diferencial.*

3-18. CARACTERÍSTICAS DO GERADOR COMPOSTO CUMULATIVO

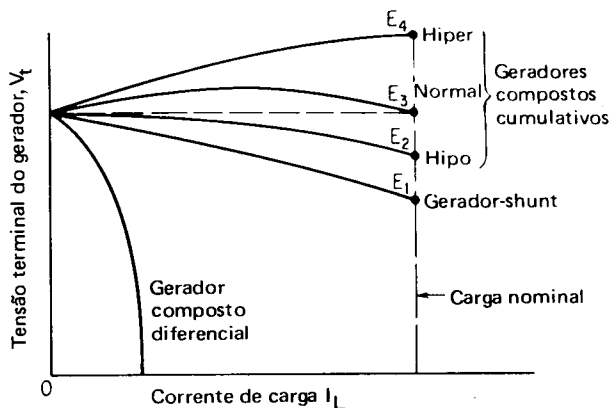
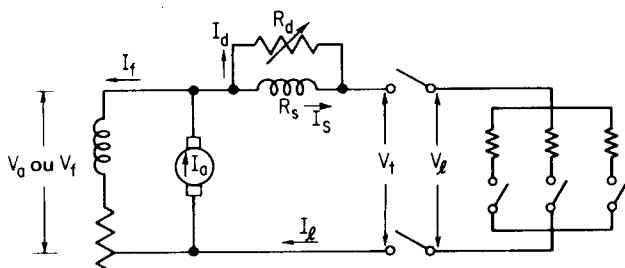
Há três tipos possíveis de características de carga para o gerador composto cumulativo (não importando se longo ou curto), dependendo da fmm do reforço adicional relativo produzida pelo campo-série. Estes tipos são chamados (1) hipercomposto; (2) composto normal; e (3) hipocomposto.

(a) Características de carga.

(b) Correntes e tensões nos geradores compostos.

Fig. 3-13 — Características externas de tensão de carga de geradores compostos cumulativos e diferenciais.

Um gerador composto, cuja tensão terminal *aumenta* com a aplicação da carga, de modo que sua tensão a plena carga excede a tensão a vazio (regulação negativa), é denominado hipercomposto; veja Fig. 3-13.

Um *gerador composto normal* tem uma característica de carga, na qual as tensões a vazio e a plena carga são iguais (regulação percentual zero); veja-se novamente a Fig. 3-13.

Um *gerador hipocomposto* possui uma característica de carga na qual a tensão a plena carga é um pouco menor que a tensão a vazio, mas com o auxílio dos Ae do campo-série provocando uma característica de melhor regulação do que o gerador composto equivalente; veja Fig. 3-13.

A maior parte das máquinas CC compostas comerciais usadas seja como geradores, seja como motores é *normalmente fornecida pelos fabricantes como hipercompostos*. Como se mostra nas Figs. 3-3b e c, o grau de compensação (hiper, normal ou hipo) pode ser ajustado por meio de um resistor de drenagem em paralelo com o campo-série (v. Exemplos 3-2 e 3-8).

EXEMPLO 3-8: Um gerador composto longo tem um enrolamento de campo-shunt com 1.000 espiras por pólo, e um enrolamento de campo-série com quatro espiras por pólo. Para obter a mesma tensão (nominal) a vazio e a plena carga, quando operado como gerador-shunt, é necessário incrementar a corrente de campo para 0,2 A. A corrente da armadura a plena carga do gerador é 80 A e a resistência do campo-série é 0,05 Ω. Calcule:

a. O número de Ae do campo-série requerido para a operação composta normal.
b. O resistor de drenagem requerido para uma operação composta.

Solução:

a. $\delta I_f N_f = 0{,}2\text{ A} \times 1.000\text{ e} = 200\text{ Ae} = N_s I_s$, para a operação composta normal. (3-10)

b. $I_s = \dfrac{N_f I_f}{N_s} = \dfrac{200\text{ Ae}}{4\text{ e}} = 50\text{ A}$, requerida pelo enrolamento de campo-série para a operação composta.

$$I_d = I_a - I_s = 80\text{ A} - 50\text{ A} = 30\text{ A}$$

$$R_d = \frac{I_s R_s}{I_d} = \frac{50\text{ A} \times 0{,}05\ \Omega}{30\text{ A}} = 0{,}0833\ \Omega \qquad (3\text{-}11)$$

Como se mencionou na Seç. 3-15, o gerador hipercomposto é o mais apropriado para a transmissão de energia elétrica CC quando a carga está remotamente localizada com relação ao gerador. A característica de elevação de tensão deste gerador é mais do que suficiente para compensar a queda de tensão na linha de transmissão. Um resistor de drenagem é usado para controlar e produzir uma elevação de tensão suficiente no gerador, para compensar as quedas de tensão nas linhas a plena carga. Como a queda de tensão na linha e a elevação de tensão ajustada, produzidas pelo campo-série são ambas proporcionais à corrente de carga, a tensão numa carga remota será substancialmente constante desde a vazio até a plena carga, assim tornando desnecessário o uso de reguladores de tensão. Um gerador hipercomposto *sempre* tem uma regulação *negativa* de tensão (V. Eq. 3-9).

Um gerador composto normal encontra uma aplicação similar como gerador de tensão constante quando a queda de linha é desprezível e a carga está localizada na vizinhança imediata do gerador. Pode-se notar, da Fig. 3-13, contudo, que a tensão do gerador composto normal não é necessariamente "constante", mas tem uma "regulação" negativa no ponto de meia carga[6], e regulação zero a plena carga.

O gerador hipocomposto, mostrado na Fig. 3-13, possui uma característica um pouco mergulhante, semelhante à de um gerador-shunt, mas com uma regulação melhorada. Se efetuarmos um curto-circuito nos terminais do campo-série ($R_d = 0$), o gerador cumulativo hipercomposto atuará como um gerador-shunt. Se a resistência do resistor de drenagem é aumentada um pouco, de modo a fluir uma pequena corrente através do campo-série, qualquer gerador composto cumulativo atuará como hipocomposto. É por esta razão que os fabricantes fornecem apenas geradores hipercompostos e esperam que os consumidores ajustem o grau de compensação, usando um resistor de drenagem.

3-19. AJUSTAMENTO DO GRAU DE COMPENSAÇÃO DOS GERADORES COMPOSTOS CUMULATIVOS

O resistor de drenagem mostrado na Fig. 3-13 é representado como um resistor variável. Na prática, o resistor de drenagem é usualmente fixo, de alta resistividade, imune a variações de temperatura, enrolado com manganina ou constantan. Em grandes geradores compostos de alta capacidade, o resistor de drenagem pode realmente ser um cabo ou um condutor de cobre, com um dado comprimento. É necessário, portanto, determinar antecipadamente o resistor de drenagem necessário para conseguirmos o grau de compensação desejado, em lugar de empregar uma resistência variável, que pode ser ajustada e deixada num ponto estabelecido. O grau de compensação depende, como se mostra na Fig. 3-13, do aumento de tensão requerido para a carga nominal, desde E_1, passando por qualquer valor particular até E_4. O método empregado é o seguinte.

O gerador composto é operado como um gerador-shunt (campo-série desligado), na velocidade nominal e com carga nominal. A corrente de campo, a corrente de carga e a tensão terminal, E_1, são anotadas. Na carga nominal, se se desejar um gerador composto normal, será necessário elevar a tensão de E_1 a E_3. Para elevar a tensão de plena carga, é necessário aumentar a corrente de campo. Assim, os Ae incrementais de campo são também uma indicação dos Ae do campo-série (bem como o resistor de drenagem) necessários para produzir um desejado grau de compensação; ou

$$\delta N_f I_f = N_s I_s \tag{3-10}$$

e, como o resistor de drenagem e o campo-série são ligados em paralelo,

---

[6]Como a regulação é definida pela ASA em função apenas de condições a vazio e a plena carga, é tecnicamente impróprio falar-se em regulação de um dispositivo gerador de tensão sob quaisquer outras condições de carga que não a vazio ou a plena carga.

$$R_d = \frac{R_s I_s}{I_a} \tag{3-11}$$

onde δI_f é o acréscimo da corrente de campo-shunt a plena carga requerida para produzir a tensão terminal desejada para o gerador composto

N_f é o número total de espiras do campo-shunt ou o número de espiras por pólo

N_s é o número total de espiras do campo-série ou espiras por pólo

R_s é a resistência do campo-série

I_s é a corrente desejada no campo-série requerida para produzir o aumento da tensão

I_d é a corrente necessária no resistor de drenagem para produzir I_s

R_d é a resistência do resistor de drenagem requerida para a desejada regulação.

EXEMPLO 3-9: Um gerador composto shunt-curto, 60 kW, 240 V, opera como gerador-shunt e requer um acréscimo de corrente de campo de 3 A para providenciar uma tensão hipercomposta de 275 V, para uma carga nominal de 250 A. O campo-shunt tem 200 espiras por pólo e o campo-série 5 espiras por pólo, com resistência, respectivamente, de 240 Ω e 0,005 Ω. Calcule:

a. A resistência do resistor de drenagem necessária

b. Se a tensão a vazio do gerador composto é também 240 V, calcule a fmm total por pólo a vazio e a plena carga.

Solução:

a. $\delta N_f I_f = 3\text{ A} \times 200\text{ espiras} = 600\text{ Ae} = N_s I_s$ (3-10)

$$I_s = \frac{N_f I_f}{N_s} = \frac{600\text{ Ae}}{5\text{ espiras}} = 120\text{ A}$$

$$I_d = 250 - 120 = 130\text{ A}$$

$$R_d = \frac{I_s R_s}{I_d} = \frac{120 \times 0{,}005}{130} = \mathbf{0{,}00462\ \Omega} \tag{3-11}$$

b. $\text{fmm a vazio} = N_f I_f = \frac{240\text{ V}}{240\ \Omega} \times 200\text{ espiras} = \mathbf{200\ Ae/pólo}$

$\text{fmm a plena carga} = N_f I_f + N_s I_s = 200\text{ Ae} + 600\text{ Ae} = \mathbf{800\ Ae/pólo}$

3-20. CARACTERÍSTICAS DO GERADOR COMPOSTO DIFERENCIAL

O gerador composto diferencial é definido quando a compensação é tal que a fmm do campo-série se opõe à fmm do campo-shunt. A diferença na direção da corrente dos dois enrolamentos é mostrada na Fig. 3-14a, onde, para melhor clareza, o enrolamento do campo-série é visto acima (melhor que diretamente acoplado) do enrolamento do campo-shunt. A característica de carga do gerador composto diferencial é mostrada na Fig. 3-14b. Sem carga, o gerador

composto diferencial aumenta sua tensão pela auto-excitação do seu campo-shunt, da mesma maneira que o gerador-shunt. Quando a carga é aplicada, contudo, a tensão gerada, E_g, é agora reduzida pela queda no fluxo do campo principal, redução criada pela fmm oposta do campo-série. Esta redução em E_g ocorre em adição à queda de tensão na armadura e no circuito do campo-série, à reação da armadura, e à redução na corrente de campo produzida pela redução da tensão da armadura, V_a, como se descreveu na Seç. 3-13. O resultado é uma brusca queda na tensão terminal com carga, como se mostra nas Figs. 3-13a e 3-14b, à medida que o campo é levado abaixo da saturação e decresce rapidamente. O gerador composto diferencial é usado como gerador de corrente constante para as mesmas aplicações de corrente constante do gerador-série. (Seç. 3-16.)

(a) Fmm dos campos série e shunt.

(b) Característica de carga do gerador diferencial.

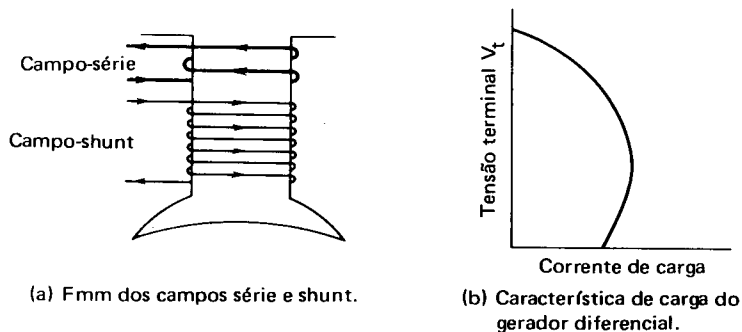



Fig. 3-14 — Gerador composto diferencial.

3-21. COMPARAÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS CARGA-TENSÃO DOS GERADORES

Se um gerador composto é testado no laboratório, para determinar e comparar as várias características discutidas, é costume ajustar o gerador para a tensão nominal e a velocidade nominal com carga. Se a carga é diminuída em incrementos e se são tomadas leituras da tensão e da corrente de carga em cada passo, é possível comparar as características para várias conexões para os mesmos valores nominais de carga, tensão e velocidade. Esta comparação usando a mesma máquina CC, é mostrada na Fig. 3-15.

Note-se que todas as características caem com aplicações de cargas crescentes, com exceção do gerador hipercomposto. Apenas este último tem uma regulação negativa de tensão. Com a plena (ou máxima) fmm do campo-shunt, é impossível ajustar o gerador composto diferencial para se conseguir tensão nominal com carga e velocidade nominais. Se aumentarmos a velocidade, será possível conseguirmos uma tensão mais elevada e obtermos tensão e corrente nominais para o gerador composto diferencial? Qual *é* o efeito da velocidade nas características carga-velocidade dos geradores compostos?

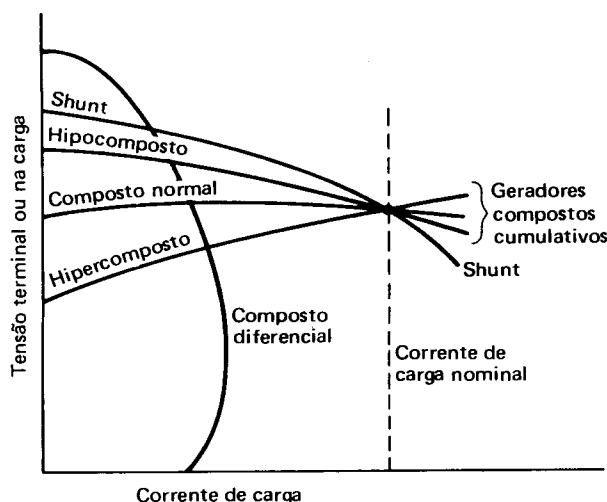



Fig. 3-15 — Comparação das características de carga-tensão dos geradores CC com velocidade constante.

3-22. EFEITO DA VELOCIDADE NAS CARACTERÍSTICAS CARGA-TENSÃO DOS GERADORES COMPOSTOS

O efeito de uma variação da velocidade nas características dos geradores compostos cumulativos é mostrado na Fig. 3-16, usando a mesma máquina CC para todos os testes, com tensão e carga nominais. Nós tínhamos previamente visto (Fig. 3-11) que o efeito da redução de velocidade é aumentar a saturação do circuito magnético. O aumento na saturação, em baixas velocidades, tende a melhorar a regulação de tensão em ambos os geradores, shunt e composto. No caso do gerador composto cumulativo, mostrado na Fig. 3-16, como o circuito de campo está mais saturado a uma velocidade mais baixa, o efeito resultante da fmm adicional produzida pelo campo-série é menos pronunciado.

Aumentando a velocidade, portanto, resultará uma condição *menos saturada,* como se mostra pela curva de magnetização da Fig. 3-11a. Nós podemos agora responder à questão relacionada com o gerador composto diferencial. Se o circuito magnético é menos saturado, o efeito de oposição do campo-série será bem mais pronunciado, e o fluxo polar resultante se aproxima de zero ainda mais rapidamente com a aplicação da carga!

Pode-se inferir, das considerações acima, que é sempre melhor procedimento movimentar geradores em velocidades reduzidas, com excitações elevadas, para produzir mais saturação e melhor regulação.

Conquanto velocidades mais baixas e incrementos na excitação sejam benéficos para a regulação de tensão, o mesmo não ocorre quanto à eficiência. Incrementos na excitação resultam em perdas elevadas na resistência de campo

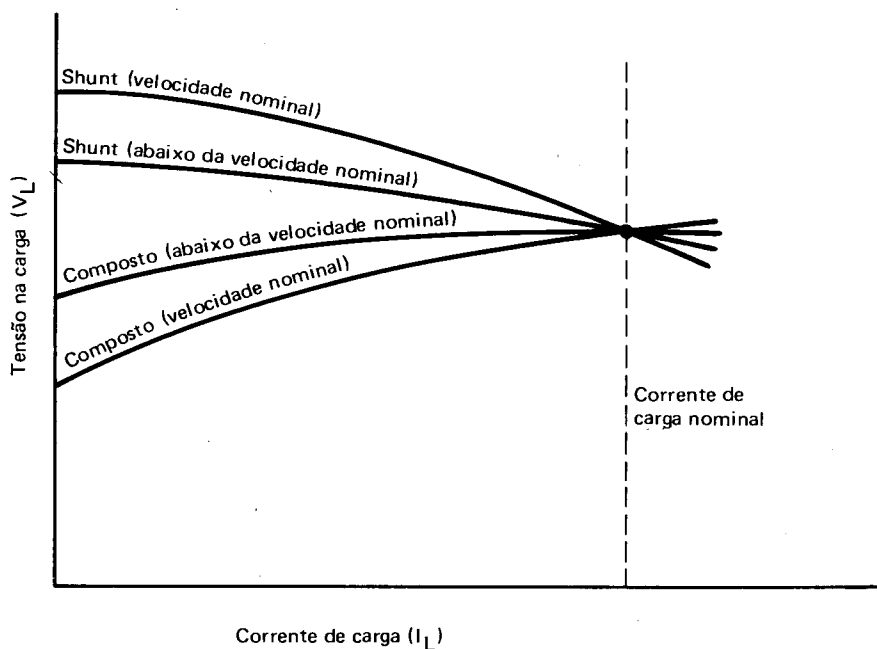



Fig. 3-16 — Efeito da velocidade nas características carga-tensão.

e no núcleo, enquanto que velocidades reduzidas têm como resultado um superaquecimento devido a uma ventilação menos eficiente na máquina CC.

É melhor, portanto, operar geradores na velocidade nominal recomendada pelo fabricante e estabelecida na placa do gerador.

BIBLIOGRAFIA

1. ALGER, P. L. & ERDELYI, E. Electromechanical energy conversion. *Electro-Technology,* Sept. 1961.
2. AMERICAN STANDARDS ASSOCIATION. *D-C generators and motors.* New York, ASA (ASA 050.4).
3. CARR, C. C. *Electrical machinery.* New York, Wiley & Sons, 1958.
4. CROSNO, C. D. *Fundamentals of electromechanical conversion.* New York, Harcourt, Brace, Jovanovich, 1968.
5. DANIELS. *The performance of electrical machines.* New York, McGraw-Hill, 1968.
6. EMUNSON, B. M. & WARD, A. J. An evaluation of the new "industrial" d-c motors and generators. *Electrical Manufacturing,* June 1958.
7. FITZGERALD, A. E. & KINGSLEY, C. *The dynamics and statics of electromechanical energy conversion.* 2. ed. New York, McGraw-Hill, 1961.
8. FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY JR., C.; KUSKO, A. *Electric machinery.* 3. ed. New York, McGraw-Hill, 1971.

9. GEMLICH, D. K. & HAMMOND, S. B. *Electromechanical systems.* New York, McGraw-Hill, 1967.
10. HINDMARSH, J. *Electrical machines.* Elmsford, N. Y., Pergamon, 1965.
11. JONES, C. V. *The unified theory of electrical machines.* New York, Plenum, 1968.
12. KLOEFFLER, S. M.; KERCHNER, R. M.; BRENNEMAN, J. L. *Direct current machinery.* Rev. ed. New York, Macmillan, 1948.
13. LIWSCHITZ, M. M.; GARIK, M.; WHIPPLE, C. C. *Direct current machines.* Princeton, N. J., Van Nostrand, 1947.
14. MAJMUDAR, H. *Introduction to electrical machines.* Boston, Allyn and Bacon, 1969.
15. NASAR, S. A. *Electromagnetic energy conversion devices and systems.* Englewood Cliffs, N. J., Prentice-Hall, 1970.
16. ROBERTSON, B. L. & BLACK, L. J. *Electric circuits and machines.* 2. ed. Princeton, N. J., Van Nostrand, 1957.
17. SEELY, S. *Electromechanical energy conversion.* New York, McGraw-Hill, 1962.
18. SELMON. *Magnetoelectric devices: transducers, transformers and machines.* New York, Wiley/Interscience, 1966.
19. SISKIND, C. S. *Direct-current machinery.* New York, McGraw-Hill, 1952.
20. SKILLING, H. H. *Electromechanics: a first course in electromechanical energy conversion.* New York, Wiley/Interscience, 1962.
21. THALER, G. J. & WILCOX, M. L. *Electric machines: dynamics and steady state.* New York, Wiley/Interscience, 1966.
22. WHITE, D. C. & WOODSON, H. H. *Electromechanical energy conversion.* New York, Wiley/Interscience, 1959.

QUESTÕES

3-1. a. Enumere os três tipos básicos de geradores CC, partindo das máquinas de CC.
b. O que se leva em conta para diferenciá-los quanto aos aspectos construtivos?

3-2. Trace o circuito equivalente e esquemático para cada um dos tipos de geradores CC citados na questão 3-1a, indicando todas as correntes e tensões. (Note que um total de quatro conjuntos de circuitos pode ser mostrado devido às conexões possíveis.)

3-3. Sob cada um dos circuitos equivalentes desenhados na questão 3-2, escreva as equações para:
a. a relação de corrente
b. a relação de tensão
c. o relacionamento entre tensão gerada e tensão terminal.

3-4. Defina:
a. auto-excitação
b. excitação independente.

3-5. a. Esquematize como se obtém a curva de magnetização ou de saturação de um gerador CC.
b. Esquematize a curva de magnetização típica, mostrando as variações de E_g com relação a I_f para valores crescentes e decrescentes de I_f.
c. Se um enrolamento de campo-série foi conectado em série com a armadura (no desenho esquemático em resposta à questão 3-5a), isto afetará a curva de magnetização obtida? Explique.

3-6. Com referência à curva de saturação da questão 3-5b, explique:
a. por que a curva não começa usualmente na origem
b. sob que circunstâncias ela pode começar na origem

c. por que esta curva é não-linear para valores extremamente baixos de tensão
d. por que esta curva é não-linear para valores extremamente altos de tensão
e. por que esta curva é linear para valores moderados de tensão
f. por que os valores decrescentes de corrente de campo produzem tensões com valores mais elevados do que os valores crescentes de corrente de campo.

3-7. Explique:
a. por que a forma da curva de saturação ou de magnetização é idêntica à curva B-H para a densidade de fluxo mútuo no entreferro de uma máquina de CC
b. que precauções devem ser tomadas na obtenção de uma curva de magnetização suave e por quê
c. por que a equação $E_a = k\phi$ representa a curva de magnetização melhor que $E_g = kI_f$.

3-8. a. Para um gerador com excitação independente, explique por que a corrente de campo é independente da tensão gerada e, ainda, por que a tensão gerada depende da corrente de campo. Ilustre pelo diagrama esquemático.
b. Para o gerador-shunt auto-excitado, explique por que a corrente de campo é dependente da tensão gerada. Ilustre pelo diagrama esquemático.
c. Além da tensão gerada, que outra variável determina a corrente de campo?
d. O que é representado por uma "família de retas de resistência de campo"?

3-9. Com referência à curva para o processo de auto-excitação do gerador auto-excitado, explique:
a. a resistência de campo crítica, R_c
b. a resistência de campo que é maior do que R_c e seu efeito no processo de auto-excitação
c. a resistência de campo muito menor do que R_c e seu efeito no processo de auto-excitação.

3-10. a. Estabeleça quatro razões específicas pelas quais um gerador-shunt não se auto-excite.
b. Se uma baixa resistência de carga é conectada através dos terminais da armadura do gerador-shunt, o gerador se auto-excita? Explique.
c. Se uma baixa resistência de carga é conectada através dos terminais da armadura gerador-série, o gerador se auto-excita? Explique.

3-11. Explique o que significa "aumento de carga do gerador" em termos de:
a. resistência de carga
b. corrente de carga.

3-12. Se a aplicação da carga provoca a queda de tensão terminal de um gerador-shunt, explique em que condições um gerador-shunt tende a se desauto-excitar, usando a curva de magnetização para ilustrar a sua explicação.

3-13. a. Dê três razões pelas quais a tensão terminal de um gerador-shunt auto-excitado decrescerá com a aplicação de carga crescente.
b. Dê duas razões pelas quais a tensão terminal de um gerador-shunt com excitação independente decrescerá com a aplicação de carga crescente.
c. Que conclusões você tiraria olhando a regulação de tensão de um gerador-shunt auto-excitado comparado com a do mesmo gerador operado sob condições de excitação separada?

3-14. Defina regulação de tensão:
a. em função de uma equação
b. em suas próprias palavras

3-15. O que significa:
a. boa regulação de tensão
b. pobre regulação de tensão
c. regulação de tensão negativa

d. regulação de tensão positiva
e. regulação de tensão zero.

3-16. Explique, para um gerador-série:
a. por que ele não se auto-excita sem carga
b. sob que condições a tensão terminal aumenta com a carga
c. sob que condições a tensão terminal cai bruscamente com carga
d. o que evita o aumento indefinido da tensão terminal com carga.

3-17. Desenhe a característica de carga do gerador-série, e explique:
a. que porção é útil como gerador de tensão e por quê
b. que porção é útil como gerador de corrente constante e por quê
c. quatro aplicações para o gerador-série CC, indicando qual a porção da característica de carga utilizada e por quê.

3-18. Explique, para um gerador composto, usando ilustração onde necessário,
a. a conexão shunt-longa
b. a conexão shunt-curta
c. composto cumulativo
d. composto diferencial
e. hipercomposto
f. composto normal
g. hipocomposto
h. quais as conexões acima que produzem regulação negativa
i. quais as conexões acima que produzem regulação zero.

3-19. Dê uma aplicação para cada um dos seguintes geradores compostos:
a. hipercomposto
b. composto normal
c. hipocomposto
d. composto diferencial.

3-20. "A maior parte das máquinas de CC compostas são normalmente fornecidas como máquinas hipercompostas". Explique:
a. por que este é o caso
b. como o grau de compensação pode ser ajustado
c. como a resistência de drenagem é determinada para produzir o desejado grau de compensação.

3-21. Usando a Fig. 3-15, explique:
a. por que é normalmente impossível, para um gerador composto diferencial, fornecer a corrente *nominal* de carga
b. como é possível, para o gerador composto diferencial, entregar um valor de corrente de carga quando a sua tensão terminal é zero.

3-22. Para um dado valor de corrente de carga, qual é o efeito do aumento da velocidade da máquina primária na tensão terminal de:
a. um gerador-shunt
b. um gerador composto cumulativo
c. um gerador hipocomposto
d. um gerador composto diferencial
e. um gerador-série operando na sua característica de corrente constante
f. um gerador-série operando na sua característica de regulador de tensão.

PROBLEMAS

3-1. Um gerador-shunt CC, 55 kW, 250 V tem uma resistência no circuito de campo de 62,5 Ω,

uma queda de tensão nas escovas de 3 V, e uma resistência da armadura de 0,025 Ω. Quando ele fornece a corrente nominal, com velocidade e tensão nominais, calcule:
a. As correntes de carga, campo e armadura.
b. A tensão gerada na armadura.

3-2. Um gerador-série CC, 10 kW, 250 V, tem uma queda de tensão nas escovas de 2 V, uma resistência do circuito da armadura de 0,1 Ω e uma resistência do campo-série de 0,05 Ω. Quando entrega a corrente nominal na velocidade nominal, calcule:
a. Corrente da armadura.
b. Tensão gerada na armadura.

3-3. Um gerador composto shunt-longo, 100kW, 600 V, tem uma queda nas escovas de 5 V, uma resistência no campo-série de 0,02 Ω, uma resistência no campo-shunt de 200 Ω e uma resistência na armadura de 0,04 Ω. Quando a corrente nominal é entregue com velocidade nominal de 1.200 rpm, calcule:
a. Corrente da armadura.
b. Tensão gerada na armadura.

3-4. Um gerador com excitação independente tem uma característica de tensão sem carga de 125 V, com uma corrente de campo de 2,1 A quando gira na velocidade de 1.600 rpm. Supondo que está operando na porção reta de sua curva de saturação, calcule:
a. A tensão gerada quando a corrente de campo é aumentada para 2,6 A.
b. A tensão gerada quando a velocidade é reduzida para 1.450 rpm e a corrente de campo é aumentada para 2,8 A.

3-5. Supondo que um aumento de 100 por cento na corrente de campo produz um aumento de 70 por cento no fluxo, repita os problemas 3-4a e 3-4b.

3-6. Um gerador composto tem a tensão terminal sem carga de 125 V e uma tensão a plena carga de 150 V. Calcule a regulação percentual de tensão do gerador.

3-7. Um gerador-shunt de 125 V tem uma regulação de tensão de 5%. Calcule a tensão sem carga.

3-8. A corrente de campo de um gerador-shunt 125 V, 60 kW, tem que ser aumentada de 3,5 para 4,0 A para produzir compensação plana desde o vazio ate plena carga. Cada pólo de campo tem 1.500 espiras. Calcule:
a. O número de espiras do campo-série por polo, supondo conexão shunt-curta.
b. Repita (a) supondo conexão longa.

3-9. Um gerador CC, 50 kW, possui 2.000 espiras por pólo no seu enrolamento de campo-shunt. Uma corrente no campo-shunt de 1,20 A é requerida para gerar 125 V a vazio, e de 1,75 A para gerar 140 V a plena carga. Calcule:
a. O número mínimo de ampère-espiras de campo-série por pólo requerido para fornecer as tensões requeridas a vazio e a plena carga como gerador composto (conexão shunt-curta).
b. Se a máquina é equipada com um campo-série com 5 espiras por pólo e resistência de 0,02 Ω, calcule a resistência do resistor de drenagem requerida para produzir a desejada compensação.
c. A regulação de tensão do gerador composto.

3-10. Um gerador composto, 250 V, shunt-longo é especificado para 25 kW. As resistências do campo-shunt e série são 0,05 Ω e 125 Ω, respectivamente, e são enroladas com 10 e 1.000 espiras por pólo, respectivamente. Com o campo-série curto-circuitado, a corrente de campo deve ser incrementada de 2,0 para 2,3 A, para produzir compensação plana. Calcule:
a. A resistência de drenagem requerida para produzir compensação plana.
b. O número de ampère-espiras (Ae) por pólo produzido por ambos os campos shunt e serie a plena carga.
c. Os ampère-espiras (Ae) por pólo produzidos por ambos os campos shunt e série sem carga.

3-11. Um gerador-shunt, 30 kW, 250 V, produz uma tensão na armadura de 265 V a fim de desenvolver a saída nominal quando a excitação de campo é 1,5 A. Calcule:
a. A resistência do circuito de campo para produzir a tensão terminal nominal.
b. A resistência do circuito da armadura (não considere a queda no contato das escovas).

3-12. Um gerador-shunt, 30 kW, 250 V é excitado separadamente para determinar sua queda de tensão, devida à reação da armadura. Sua resistência da armadura é 0,1235 Ω. Admitindo uma queda nas escovas de 3 V, calcule:
a. A queda de tensão no circuito da armadura a plena carga, com velocidade e tensão nominais.
b. A queda de tensão devida à reação da armadura, se a tensão sem carga é 275 V na velocidade nominal.

3-13. Um gerador composto CC, 125 V, opera como gerador composto normal na sua velocidade nominal de 1.200 rpm. Supondo que não haja nenhuma variação na velocidade da máquina primária, discuta o efeito da compensação se:
a. A tensão a vazio é aumentada para 150 V.

3-14. Um gerador composto CC, 125 V, opera como gerador composto normal na sua velocidade nominal de 1.200 rpm. Admitindo nenhuma variação na sua excitação, discuta o efeito na compensação se:
a. A velocidade é incrementada para 1.500 rpm.
b. A velocidade é reduzida para 1.000 rpm.

RESPOSTAS

3-1(a) = 204 A (b) ≐ 258,1 V 3-2(a) = 80 A (b) = 139 V 3-3(a) = 169,7 A (b) = 615,2 V 3-4(a) = 154,8 V (b) = 151 V 3-5(a) = 145,8 V (b) = 140 V 3-6 16,7 por cento 3-7 131,3 V 3-8(a) = 1,56 espiras/pólo (b) = 1,545 espiras/pólo 3-9(a) = 3,08 espiras/pólo (b) = 0,0321 Ω (c) = −10,7% 3-10(a) = 0,0208 Ω (b) = 300 Ae/pólo (c) = 5,87 Ae/pólo 3-11(a) = 166,7 Ω (b) = 0,1235 Ω 3-12(a) = 14,8 V (b) = 7,2 V.

QUATRO

torque em máquinas de corrente contínua — motores de corrente contínua

4-1. GENERALIDADES

Na comparação entre a ação de um gerador e de um motor de corrente contínua, concluiu-se na Seç. 1-20 com um sumário das diferenças fundamentais entre eles. Este capítulo será dedicado às máquinas de corrente contínua funcionando como motor. Ele diz respeito, portanto, às relações de *torque* das máquinas de CC e às características do motor de CC como meio de produzir um torque eletromagnético. O sumário da Seç. 1-20 estabeleceu para a ação motora:

1. O torque eletromagnético desenvolvido produz (mantém) rotação.
2. A tensão gerada nos condutores onde circula corrente (força contra-eletromotriz) se opõe à corrente da armadura (Lei de Lenz).
3. A força contra-eletromotriz pode ser expressa pela equação:

$$E_c = V_a - I_a R_a \tag{1-9}$$

e é menor que a tensão aplicada que causa a circulação da corrente de armadura I_a.

A Eq. (1-9) pode ser reescrita em termos da corrente da armadura, I_a, produzida para uma dada tensão aplicada e uma dada carga:

$$I_a = \frac{V_a - E_c}{R_a} \tag{1-9}$$

Foi mostrado também na Seç. 1-20 que os três fatores que determinam a magnitude e que são requeridos para produzir a força eletromagnética num condutor onde circula uma corrente elétrica (uma força ortogonal a B e I) pode ser expressa por:

$$F = \frac{B.Il}{1{,}13}\ 10^{-7}\ \text{lbs} \tag{1-8}$$

e, finalmente, a direção da força eletromagnética desenvolvida pela circulação de corrente no condutor num dado campo magnético pode ser determinada pela regra da mão esquerda (Seç. 1-18).

O leitor deverá revisar as relações acima e as Seções 1-16 até 1-20, pois elas são fundamentais e aplicam-se a todos os tipos de motores usuais e às características discutidas abaixo.

4-2. TORQUE

Os termos *força eletromagnética* e *torque eletromagnético* foram usados no sumário acima das relações de motor incluídas no Cap. 1. Estes termos não são sinônimos, mas estão relacionados. A relação entre a força num condutor [desenvolvida de acordo com a Eq. (1-8)] e o torque produzido é mostrada na Fig. 4-1.

Uma bobina constituída de uma única espira (suportada por uma estrutura capaz de rotação) está carregando corrente num campo magnético, como se vê na Fig. 4-1a. De acordo com a Eq. (1-8) e a regra da mão esquerda, desenvolve-se uma força ortogonal f_1 no lado 1 da bobina, e uma força similar f_2 é desenvolvida no lado 2 da bobina, como se vê na Fig. 4-1b. As forças f_1 e f_2 são desenvolvidas numa direção tal que tendem a produzir a rotação no sentido horário da estrutura que suporta os condutores em redor do centro de rotação C.

Torque é definido como a tendência do acoplamento mecânico (de uma força e sua distância radial ao eixo de rotação) para produzir rotação. É expresso em

(a) Bobina de uma única espira, com corrente num campo magnético.

(b) Definição do torque desenvolvido.

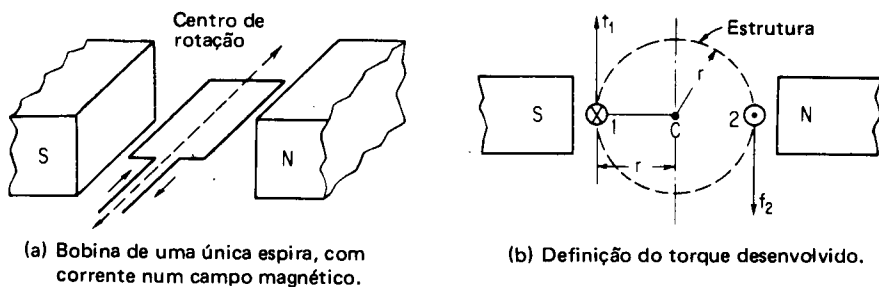



Fig. 4-1 — Produção de torque numa bobina de uma única espira.

unidades de força e distância, como lb-pé, grama-cm, N-m, etc.[1], para distingui-lo do *trabalho*, que é expresso em pé-lb, cm-g, etc. O torque que atua na estrutura da Fig. 4-lb é a soma dos produtos $f_1 r$ e $f_2 r$, ou seja, a soma total dos torques, atuantes sobre ou produzidos pelos condutores individuais que tendem a produzir rotação. Note-se que as forças f_1 e f_2 são iguais em magnitude, pois os condutores estão colocados num campo magnético de mesma intensidade e conduzem a mesma corrente. Isto é verdade para as forças desenvolvidas por todos os condutores que carregam a mesma corrente num campo magnético uniforme; mas os torques desenvolvidos, por definição, não são os mesmos para cada um destes condutores.

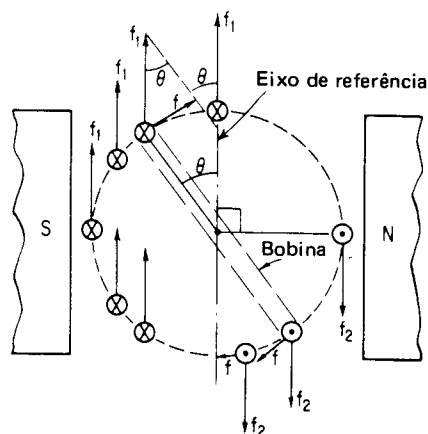



Fig. 4-2 — Torque útil para rotação.

A distinção entre a força desenvolvida nos vários condutores da armadura e o torque útil desenvolvido por estes condutores para produzir rotação é vista na Fig. 4-2. Foi mostrado nos Caps. 1 e 2 que não há diferença essencial na construção da armadura de um motor ou de um gerador. Uma máquina de CC, tal como descrita na Seç. 1-20, pode ser considerada funcionando como motor quando preenche os três requisitos apresentados na Seç. 4-1.

Uma armadura e um campo de um motor de dois pólos são vistos na Fig. 4-2. Note-se que todos os condutores que possuem corrente circulando numa mesma direção desenvolvem uma mesma força. Isto é verdade porque eles carregam a mesma corrente e permanecem perpendiculares no mesmo campo. Mas, como o torque é definido como o produto de uma força e de sua distância perpendicular

---

[1]O torque não deve ser confundido com o trabalho. O primeiro é definido em função de uma força f atuando num corpo e causando o seu movimento através de uma distância d. O trabalho realizado é o produto da componente da força f que atua na mesma direção na qual o corpo se move (para vencer a resistência) pela distância d. Se há uma força aplicada mas não resulta movimento, nenhum trabalho é realizado. Inversamente, uma força pode existir num corpo tendendo a produzir rotação (um torque) e, mesmo se o corpo não gira, o torque existe como produto daquela força pela distância radial ao centro do eixo de rotação.

ao eixo, nós podemos ver que a componente útil da força desenvolvida na Eq. (1-8) é

$$f = F \text{ sen } \theta \qquad \text{lb} \qquad (4\text{-}1)$$

onde F é a força em cada condutor, desenvolvida de acordo com a Eq. (1-8), e θ é o complemento do ângulo criado pela força desenvolvida no condutor e a força f útil tangencial à periferia da armadura; e, assim, o torque desenvolvido por *qualquer* condutor, T_c, na superfície da armadura é

$$T_c = fr = (F \text{ sen } \theta)r \quad \text{lb-pé} \qquad (4\text{-}2a)$$

onde f é a força em libras [Eq. (4-1)] perpendicular a r, e r é a distância radial ao eixo de rotação em pés.

EXEMPLO 4-1: A bobina da Fig. 4-2 está numa armadura de 18 polegadas de diâmetro com um eixo axial de 24 polegadas, e num campo cuja densidade é de 24.000 linhas por polegada quadrada. Calcule quando circula uma corrente de 26 A:

a. A força desenvolvida em cada condutor.
b. A força útil no instante em que a bobina se encontra num ângulo de 60° com relação ao eixo interpolar de referência.
c. O torque desenvolvido em lb-pé.

Solução:

a. $F = \dfrac{B \cdot Il}{1{,}13} \times 10^{-7} \text{ lb} = \dfrac{24.000 \times 26 \times 24}{1{,}13 \times 10^7} = 1{,}325 \text{ lb}$ (1-8)

b. $f = F \text{ sen } \theta = 1{,}325 \times \text{sen } 60° = 1{,}145 \text{ lb}$ (4-1)

c. $T_c = fr = 1{,}145 \text{ lb} \left(9 \text{ pol} \times \dfrac{1 \text{ pé}}{12 \text{ pol}}\right) = 0{,}858 \text{ lb-pé}$ (4-2)

Note-se que os condutores que se encontram na região interpolar da Fig. 4-2 desenvolvem (teoricamente) uma força idêntica à dos condutores que se encontram diretamente sob a superfície polar; mas que a componente *útil* da força, f, tangencial à armadura é zero. Além disso, se a bobina da Fig. 4-2 é livre para girar no sentido do torque desenvolvido *sem* que haja comutação, os sentidos nos condutores permanecem *inalterados*, mas a força neles desenvolvida sofrerá uma *reversão*, como se vê na Fig. 4-3.

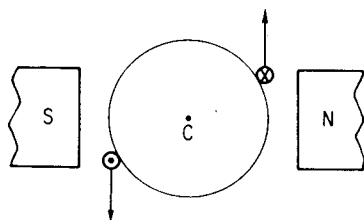



Fig. 4-3 — Necessidade da comutação em motores CC.

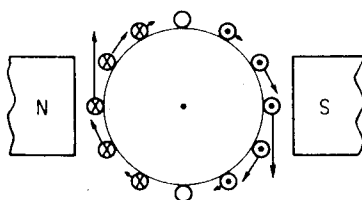



Fig. 4-4 — Reversão da corrente no condutor requerida para produzir rotação contínua.

A necessidade de comutação para *reverter* a corrente num condutor à medida que se move sob um pólo de polaridade *oposta* é tão fundamental para um motor de CC como para um gerador de CC. Finalmente, como nenhum torque *útil* é produzido por condutores que se encontram na região interpolar, pouco torque é perdido pelos condutores que estão em comutação. Isto é o que se mostra na Fig. 4-4, onde as componentes da força *útil* e suas magnitudes são indicadas, bem como a reversão de corrente requerida para produzir rotação uniforme e contínua.

As relações precedentes foram desenvolvidas para uma armadura possuindo campos polares retos e uma apreciável zona interpolar neutra. Como se vê na Fig. 4-5, numa armadura comercial possuindo muitos pólos, ranhuras e condutores na armadura, a diferença entre a força útil desenvolvida diretamente sob o pólo e a desenvolvida quase na extremidade polar é relativamente pequena. É costume, em vez disso, considerar apenas a percentagem de condutores *diretamente sob o pólo* que contribuem para o torque útil, e supor que cada condutor produz um torque médio ou comum.

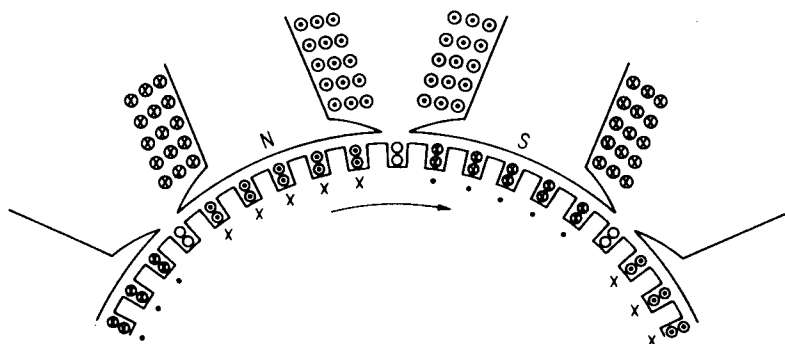



Fig. 4-5 — Sentido da força, fluxo da corrente e fcem num motor comercial CC.

Estas considerações nos levam à simples relação:

$$F_{med} = F_c \times Z_a \qquad (4\text{-}2b)$$

onde F_{med} é a força média total tendendo a girar a armadura

F_c é a força média por condutor diretamente sob o pólo (Eq. 1-18)

Z_a é o número de condutores ativos da armadura.

Isto simplifica o cálculo do torque total desenvolvido pela armadura, pois

$$T_{med} = F_{med} \times r = F_c \times Z_a \times r \qquad (4\text{-}2c)$$

onde todos os termos foram definidos acima.

EXEMPLO 4-2: A armadura de um motor de CC contém 700 condutores e tem um diâmetro de 24 polegadas e um comprimento axial de 34 polegadas. Se 70% dos condutores estão diretamente sob os pólos, com uma densidade de fluxo de 50.000 linhas por polegada quadrada e com uma corrente de 25 A, calcule:

a. A força total média, que tende a girar a armadura.

b. O torque da armadura em lb-pé.

Solução:

Da Eq. (4-2b):

a. $F_{med} = F_e \times$ Número de condutores ativos =

$$= \left(\frac{50.000 \times 25 \times 34}{1{,}13 \times 10^7}\right) = (700 \times 0{,}7) = \mathbf{1.860\ lb} \qquad (1\text{-}8)$$

b. $T_{med} = F_{med} \times r = 1.860 \text{ lb} \times 1 \text{ pé} = \mathbf{1.860\ lb/pé}$ (4-2c)

EXEMPLO 4-3: Calcule a corrente da armadura de um motor que possui as seguintes especificações: 120 ranhuras, 6 condutores por ranhura; densidade de fluxo de 60.000 linhas por polegada quadrada; diâmetro da armadura de 28 polegadas, 14 polegadas no comprimento axial; 4 caminhos em paralelo na armadura; os arcos polares abraçam 72% da superfície da armadura; e o torque desenvolvido pela armadura é de 1.500 lb-pé.

Solução:

$$F_{med} = \frac{I_{med}}{r} = \frac{1.500 \text{ lb-pé}}{14 \text{ pol}} \times 12 \frac{\text{pol}}{\text{pé}} = 1.285 \text{ lb} \qquad (4\text{-}2c)$$

$$\frac{I_a}{\text{cond}} = \frac{I_a}{\text{caminho}} = \frac{F_{med} \times 1{,}13 \times 10^7}{B \times 1 \times Z_a} =$$

$$= \frac{1.285 \times 1{,}13 \times 10^7}{60.000 \times 14\,(120 \times 6 \times 0{,}72)} = 33{,}4 \text{ A por caminho} \qquad (1\text{-}8)$$

$$I_a = I_a/\text{caminho} \times a = 33{,}4 \text{ A/caminho} \times 4 \text{ caminhos} = \mathbf{133{,}6\ A}$$

4-3. EQUAÇÃO FUNDAMENTAL DO TORQUE EM MÁQUINAS DE CC

A discussão precedente e os problemas acima indicam que o torque desenvolvido pela armadura de qualquer máquina pode ser computado em função do número de pólos, caminhos, condutores, e fluxo por pólo concatenando os condutores da armadura, etc. Como um exercício para o leitor, o Exemplo 4-3 pode ser recomputado em função da seguinte equação:[2]

$$T = 0{,}1173\ \frac{P}{a}\ Z I_a \phi \times 10^{-8} \text{ lb-pé} \qquad (4\text{-}3)$$

onde P é o número de pólos
a é o número de caminhos
Z é o número de condutores ativos na superfície da armadura, cada um produzindo um torque médio útil
I_a é a corrente total que penetra na armadura
ϕ é o fluxo por pólo concatenando os condutores.

[2] V. Problema 4-3 ao final do capítulo.

Para qualquer máquina de CC, contudo, o número de caminhos, pólos e condutores na armadura é fixo ou constante e, portanto, a equação para o torque eletromagnético desenvolvido para uma dada armadura pode ser escrito apenas em função de suas possíveis variáveis como

$$T = k\phi I_a \text{ lb-pé} \tag{4-4}$$

onde ϕ e I_a, representam o mesmo que na Eq. (4-3) e $k = 0{,}1173\ (P/a)\ Z \times 10^{-8}$ para qualquer máquina.

Note-se que a Eq. (4-4) é uma outra forma da Eq. (1-8) $(F = k'BIl)$, onde as variáveis B e I para uma dada máquina determinam o valor da força eletromagnética desenvolvida que produz o torque motor.

Note-se, também, que este torque eletromagnético se opõe à rotação num gerador e auxilia (atua no mesmo sentido) a rotação num motor. Como o torque é função do fluxo e da corrente da armadura, *é independente da velocidade* do motor ou do gerador. Será visto mais tarde que a *velocidade* do motor, de fato, *depende do torque* (não ocorrendo o contrário). Os termos torque e velocidade *não* podem, entretanto, ser usados como sinônimos, pois um motor bloqueado tende a desenvolver um torque apreciável, mas nenhuma velocidade.

Uma variação de fluxo pode produzir uma variação na corrente da armadura, e também variação no torque, como se vê no seguinte exemplo.

EXEMPLO 4-4: Um motor desenvolve um torque de 150 lb-pé e está sujeito a uma redução de 10% no fluxo do campo, que produz um acréscimo de 50% na corrente da armadura. Ache o novo torque produzido como resultado desta variação.

Solução:

	ϕ	I_a	T
Condições originais	1,0	1,0	150 lb-pé
Novas condições	0,9	1,5	?

$$T = k\phi I_a \tag{4-4}$$

Usando-se uma regra de três, o novo torque é dado por

$$T = 150\left(\frac{0{,}9\phi}{1{,}0\phi}\right) \times \left(\frac{1{,}5\ I_a}{1{,}0\ I_a}\right) = 205{,}5 \text{ lb-pé}$$

Finalmente, pode-se notar que o torque eletromagnético desenvolvido pela armadura de acordo com as Eqs. (4-3) e (4-4) é chamado normalmente de *torque desenvolvido.* O torque desenvolvido, produzido pelos condutores da armadura, é um tanto análogo à fem gerada, E_g, pelo fato de que é desenvolvido *internamente* à armadura. O *torque disponível na polia ou eixo* do motor é um tanto menor que o torque desenvolvido, devido às perdas específicas rotacionais que requerem e consomem uma porção do torque desenvolvido durante a ação motora (Fig. 12-1, Seç. 12-3).

4-4. FORÇA CONTRA-ELETROMOTRIZ OU TENSÃO GERADA NO MOTOR

Nós já vimos que, durante a operação de uma máquina de CC como motor, ocorre simultaneamente a ação geradora, pois os condutores estão se movendo num campo magnético. Os condutores percorridos por corrente e que produzem um torque no sentido horário são vistos nas ranhuras da armadura da Fig. 4-5. O sentido oposto da fem induzida é visto embaixo dos condutores (aplicação da regra da mão esquerda e da mão direita, respectivamente) na Fig. (1-6) para uma dada armadura. O fluxo da corrente através da armadura está limitado pela (1) resistência da armadura e (2) fcem, de acordo com a Eq. (1-9), reescrita na Seç. 4-1, ou seja, $I_a = (V_a - E_c)/R_a$. É evidente que a fcem não pode nunca igualar a tensão aplicada através dos terminais da armadura, porque, como vimos na Fig. 4-5, o sentido no qual ocorre o fluxo *inicial* da corrente determina o sentido da rotação e cria, por outro lado, a fcem. Portanto, a fcem, assim como a resistência da armadura, é um fator *limitante* à circulação da corrente. A natureza da fcem na limitação da corrente pode ser melhor compreendida pelo Exemplo 4-5, que também inclui a queda de tensão nas escovas, BD, como fator de limitação.

EXEMPLO 4-5: Um motor-shunt CC possuindo uma resistência de armadura de 0,25 ohm e uma queda de tensão nas escovas de 3 V, recebe uma tensão aplicada de 120 V através dos terminais da armadura. Calcule a corrente da armadura quando:

a. A velocidade produz uma fcem de 110 V para uma dada carga.
b. Há queda de velocidade (devida à aplicação adicional de carga) e a fcem tem o valor de 105 V.
c. Calcule a variação percentual na fcem e na corrente da armadura.

Solução:

a. $$I_a = \frac{V - (E_c + \text{BD})}{R_a} = \frac{120 - (110 + 3)}{0{,}25} = 28 \text{ A} \qquad (1\text{-}9)$$

b. Para o aumento de carga, $I_a = \dfrac{120 - (105 + 3)}{0{,}25} = 48$ A

c. $$\delta E_c = \frac{110 - 105}{110} \times 100 = 4{,}53\ \%$$

$$\delta I_a = \frac{28 - 48}{28} \times 100 = 71{,}5\ \%$$

No problema acima, note-se que uma *pequena* variação na fcem e na velocidade de (4,53%) resultou numa variação *substancial* (71,5%) na corrente da armadura. Conseqüentemente, variações na velocidade do motor, mesmo que leves, são refletidas por correspondentes grandes variações na corrente do motor. Por esta razão, em alguns dispositivos de transdutores usados em servomecanismos, a corrente do motor é empregada como indicação da carga e da velocidade do motor.

4-5. VELOCIDADE DO MOTOR COMO FUNÇÃO DA FCEM E DO FLUXO

O valor da fcem dado no Exemplo 4-5 pode ser computado prontamente a partir da Eq. (1-6) (V. Exemplo 1-6, Seç. 1-15). Para uma dada máquina CC, as equações (1-5) ou (1-6) podem ser reescritas em função de suas variáveis, e a fcem de um motor pode ser expressa por:

$$E_c = k\phi N \tag{4-5}$$

onde ϕ é o fluxo por pólo
k é $(ZP/60a)\ 10^{-8}$ para uma dada máquina
N é a valocidade de rotação do motor em rpm.

Mas a fcem do motor, incluindo a queda de tensão nas escovas, BD, é

$$E_c = V_a - (I_a R_a + \text{BD}) \tag{1-9}$$

e substituindo $k\phi N$ por E_c da Eq. (4-5), e solucionando em função da velocidade (N), resulta

$$N = \frac{V_a - (I_a R_a + \text{BD})}{k\phi} \tag{4-6}$$

onde todos os termos foram previamente definidos.

A Eq. (4-6) pode ser chamada *equação fundamental da velocidade do motor CC,* pois permite predizer rapidamente a performance de um motor de CC. Por exemplo, se o fluxo polar é enfraquecido consideravelmente, o motor tende a *disparar.* Se o denominador da Eq. (4-6) tende a zero, a velocidade se aproxima do infinito. Do mesmo modo, se a corrente e o fluxo são mantidos constantes, enquanto a tensão aplicada através da armadura é aumentada, a velocidade aumenta na mesma proporção. Finalmente, se o fluxo polar e a tensão aplicada nos terminais da armadura permanecem fixos, e a corrente da armadura aumenta por acréscimo de carga, a velocidade do motor cairá numa mesma proporção com o decréscimo da fcem [Eq. (4-5)].

EXEMPLO 4-6: Um motor-shunt CC, 120 V, possuindo uma resistência do circuito da armadura de 0,2 ohm e uma resistência de 60 ohms no circuito de campo, absorve da rede uma corrente de linha de 40 A a plena carga. A queda de tensão nas escovas na situação nominal é de 3 V, a velocidade a plena carga é 1.800 rpm. Calcule:
a. A velocidade numa situação de meia carga.
b. A velocidade numa sobrecarga de 125%.

Solução:

a. a plena carga

$$I_a = I_l - I_f = 40\ \text{A} - \frac{120\ \text{V}}{60\ \Omega} = 38\ \text{A};$$

$$E_c = V_a - (I_a R_a + \text{BD}) = 120 - (38 \times 0{,}2 + 3) = 109{,}4\ \text{V} \tag{1-9}$$

na velocidade nominal de 1.800 rpm

$E_c = 109{,}4$ V e $I_a = 38$ A (plena carga)

para situação de meia carga

$$I_a = \frac{38\ \text{A}}{2} = 19\ \text{A};$$

$$E_c = V_a - (I_a R_a + \text{BD}) = 120 - (19 \times 0{,}2 + 3) = 113{,}2\ \text{V}$$

Usando regra de três, velocidade de meia carga

$$N = N_{\text{orig}} \frac{E_{\text{final}}}{E_{\text{orig}}} = 1.800 \quad \frac{113{,}2}{109{,}4} = \mathbf{1.860\ rpm} \tag{4-5}$$

b. para 1,25 de carga

$$I_a = \frac{5}{4} \cdot 38\ \text{A} = 47{,}5\ \text{A};$$

$$E_c = V_a - (I_a R_a + \text{BD}) = 120 - (47{,}5 \times 0{,}2 + 3) = 107{,}5\ \text{V}$$

$$N_{5/4} = 1.800 \cdot \frac{107{,}5}{109{,}4} = \mathbf{1.765\ rpm} \tag{4-5}$$

Os resultados estão tabulados no Exemplo 4-8.

EXEMPLO 4-7: O motor CC do Exemplo 4-6 é carregado (temporariamente) com uma corrente de linha de 66 A, mas, a fim de produzir o torque necessário, o fluxo polar é aumentado em 12% pela redução da resistência do circuito de campo para 50 ohms. Calcule a velocidade do motor.

Solução:

$$I_a = I_l - I_f = 66 - \frac{120}{50} = 63{,}6\ \text{A}$$

$$E_c = V_a - (I_a R_a + \text{BD}) = 120 - (63{,}6 \times 0{,}2 + 3) = 104{,}3\ \text{V}$$

da Eq. (4-6)

$$N = \frac{KE_c}{\phi} = 1.800 \ \frac{104{,}3}{109{,}4} \times \frac{1{,}0}{1{,}12} = \mathbf{1.535\ rpm} \tag{4-5}$$

Note-se que a solução precedente está baseada no *método de comparação.* A velocidade original a plena carga de 1.800 rpm é afetada por *dois* fatores, fcem e fluxo. A fcem decresceu e, como a velocidade varia *diretamente* com a fcem, a velocidade aparece multiplicada por uma *relação de decréscimo.* Da mesma maneira, o fluxo foi aumentado, mas um acréscimo no ϕ produz um *decréscimo* na velocidade. Portanto, a velocidade é novamente multiplicada por uma *relação de decréscimo.* Esta técnica de cálculo é mais econômica e útil que a de proporções. O leitor deve estudá-las com cuidado, solucionando independentemente os Exemplos 4-6 e 4-7.

4-6. FCEM E POTÊNCIA MECÂNICA DESENVOLVIDA PELA ARMADURA DO MOTOR

De um modo geral, pode-se notar nos problemas precedentes que a fcem a plena carga é menor que a fcem para cargas mais leves. Como função da tensão aplicada aos terminais da armadura, a fcem a *plena carga* varia desde aproximadamente 80%, nos pequenos motores, até 95% da tensão aplicada, nos motores maiores. A fcem, E_c, como percentagem da tensão da armadura, V_a, é um dado importante na determinação da eficiência relativa e da potência mecânica desenvolvida por uma dada armadura. A potência mecânica desenvolvida pela armadura pode ser derivada do seguinte modo.

A queda de tensão na resistência da armadura, ignorando-se a queda nas escovas BD, é

$$I_a R_a = V_a - E_c \tag{1-9}$$

e a potência perdida na armadura, quando se aplica a tensão V_a e I_a circula, é [multiplicando ambos os membros da Eq. (1-9) por I_a]

$$(I_a R_a) I_a = (V_a - E_c) I_a \text{ ou}$$

$$I_a^2 R_a = V_a I_a - E_c I_a$$

Isolando $E_c I_a$, nós temos

$$E_c I_a = V_a I_a - I_a^2 R_a \tag{4-7}$$

O significado da Eq. (4-7) é de que, quando potência elétrica, $V_a I_a$, é suprida ao circuito da armadura do motor para produzir rotação, uma certa parcela da potência é dissipada nos vários componentes que constituem o circuito da resistência da armadura; esta dissipação é denominada perda no cobre da armadura, $I_a^2 R_a$. A potência remanescente, $E_c I_a$, é requerida pela armadura para produzir o torque interno ou desenvolvido (conforme Fig. 12-1). A relação entre a *potência desenvolvida e a potência suprida* à armadura, $E_c I_a / V_a I_a$, é a mesma que a relação E_c / V_a. Assim, quanto maior a percentagem da fcem com relação à tensão aplicada a armadura, maior a eficiência do motor. Mais ainda, para uma dada corrente de carga, é evidente que, quando a fcem for máxima, o motor desenvolverá a máxima potência para aquele valor da corrente da armadura, I_a.

A última sentença traz alguma reflexão, porque poderia parecer, a partir da Eq. (4-5) ($E_c = K\phi N$), que, para desenvolver o máximo valor possível da fcem, fosse necessário apenas aumentar a corrente de campo e o fluxo a um máximo (sem sobreaquecer o enrolamento de campo) e, ao mesmo tempo, "operar" o motor em velocidades muito elevadas. Mas a Eq. (4-6) mostra que, quando o fluxo de campo é aumentado, a velocidade diminui (Exemplo 4-7). Além disso, tanto a velocidade como a fcem são, em parte, determinadas pela carga mecânica aplicada ao motor. É certo, contudo, que, para uma dada carga mecânica e uma corrente de linha e de armadura resultantes, existe um valor particular da velocidade e da posição do reostato de campo que produzirá a máxima potência.

EXEMPLO 4-8: Calcule a potência da armadura desenvolvida para cada uma das cargas dos Exemplos 4-6 e 4-7, tabulando-as para referência e comparação.

Solução:

Exemplo	I_a	E_c	N	$P_d(E_cI_a)$
4-6a	38	109,4	1.800	4.160 W a plena carga
	19	113,2	1.860	2.510 W a 1/2 carga
	47,5	107,5	1.765	5.110 W a $1\frac{1}{4}$ carga
4-7	63,6	104,3	1.535	6.640 W c/sobrecarga

Note-se pelo Exemplo 4-8 que uma pequena redução na fcem resulta proporcionalmente num aumento grande na corrente da armadura, com o resultado de que a potência desenvolvida aumenta à medida que a fcem, E_c, diminui com a carga.

4-7. RELAÇÃO ENTRE TORQUE E VELOCIDADE DO MOTOR

Vamos supor que na equação básica da velocidade do motor, Eq. (4-6), a queda nos contatos das escovas, BD, seja nula. Na discussão da equação básica de velocidade $N = (V_a - I_aR_a)/k\phi$, o leitor pode ter notado uma inconsistência óbvia entre esta equação e a Eq. (4-4), $T = k\phi I_a$. Desde que o torque é definido como uma força tendendo a produzir rotação, de acordo com a Eq. (4-4), com o aumento do fluxo polar haverá uma tendência de aumentar o torque e (possivelmente) a velocidade. Por outro lado, o aumento do fluxo polar na Eq. (4-6) reduzirá a velocidade. Existe aí uma inconsistência e é possível reconciliar as duas equações?

Realmente, não há qualquer inconsistência e, com o auxílio da Eq. (1-9), $I_a = (V_a - E_c)/R_a$, é possível dar tanto uma explanação qualitativa como quantitativa do que ocorre quando o fluxo polar é reduzido. Qualitativamente, os passos são:

1. O fluxo polar de um motor-shunt é reduzido pelo decréscimo da corrente de campo.
2. A fcem, $E_c = k\phi N$, cai instantaneamente (a velocidade permanece constante como resultado da inércia da armadura grande e pesada).
3. O decréscimo em E_c, provoca um aumento na corrente da armadura, I_a; refira-se à Eq. (1-9), citada acima.
4. Mas o Exemplo 4-4 mostrou que uma pequena redução no fluxo polar produz um grande aumento na corrente da armadura.
5. Na Eq. (4-4), portanto, onde $T = k\phi I_a$, o *pequeno decréscimo* no fluxo é mais do que contrabalançado por um *grande incremento* na corrente da armadura. Note-se que o *incremento no torque é superior à redução no fluxo.*
6. Este aumento no torque produz um *aumento na velocidade.*

Desde que a velocidade de uma máquina em operação é determinada pelo torque desenvolvido, aparece a seguinte questão: é possível aumentar o fluxo polar e, ao mesmo tempo, aumentar a velocidade? A resposta é que é possível,

mas *apenas* se a corrente da armadura for mantida *constante* $(T = k\phi I_a)$. Isto é feito realmente no servomotor de CC, visto na Fig. 4-6, no qual a corrente I_a é constante porque a armadura está ligada a uma fonte de corrente constante (um gerador série ou um gerador composto diferencial, V. Seç. 3-20). Se não aplicarmos nenhuma tensão CC no enrolamento de campo com excitação independente, não há torque [Eq. (4-4)]. Quando uma pequena tensão CC é aplicada ao campo, desenvolve-se um pequeno torque e a armadura gira lentamente de acordo com a Eq. (4-4). Como a corrente da armadura é sempre constante, o torque e a velocidade são, portanto, proporcionais apenas ao fluxo polar. Um fluxo polar nulo produz uma velocidade nula, *não infinita*. O servomotor de CC com excitação independente (Seç. 11-13) não viola as equações básicas dos motores. Ao contrário, prova-as.

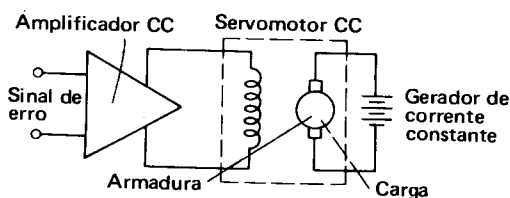



Fig. 4-6 — Motor CC com excitação independente.

Uma última pergunta freqüentemente feita (sendo uma tentação para os estudantes no laboratório) é: o que ocorre se o circuito de campo de um motor-shunt carregado é subitamente desligado? Poderá o motor, sem proteção com fusíveis, aumentar sua velocidade até um ponto onde ele se destruirá? Nós já sabemos que quaisquer pequenos decréscimos no fluxo produzem grandes incrementos no torque e na corrente da armadura. Um motor carregado com o enrolamento de campo aberto absorve corrente anormalmente elevada de armadura à medida que vai alcançando velocidades cada vez maiores e, por sua vez, produz cargas mecânicas e forças centrífugas mais elevadas nos seus condutores da armadura.

A resposta à pergunta repousa na natureza da fonte e das linhas que suprem a armadura. Se a fonte é capaz de suprir uma corrente infinita, e se a resistência dos alimentadores é nula, a abertura do enrolamento de campo causará velocidade mais elevada, mais carga, mais corrente na armadura, mais torque e, por sua vez, maior velocidade. A velocidade do motor será quase infinita (ao final) e o motor será, realmente, destruído pelas forças centrífugas atuantes nos seus condutores da armadura. Mas, felizmente para a maioria dos estudantes no laboratório, as linhas de alimentação possuem resistência, a fonte de tensão está limitada quanto à corrente que pode fornecer e, felizmente, um disjuntor ou fusíveis abrirão o circuito antes que demasiado dano seja feito ao motor por excessiva corrente na armadura e velocidade.

Resumindo, então, na tentativa de predizer o efeito das variações na corrente da armadura e no fluxo, ou no torque e na velocidade, não existe contradição entre as Eqs. (4-4) e (4-6). O leitor deve gravar que, quando a corrente na armadura (I_a) *não* é mantida constante, um decréscimo no fluxo produz acréscimos correspondentemente maiores na corrente da armadura, torque e velocidade.

4-8. DISPOSITIVOS DE PARTIDA PARA MOTORES DE CC

No instante em que aplicamos a tensão V_a nos terminais da armadura, para iniciar a rotação do motor, não existe fcem, pois a velocidade é nula [Eq. (4-5)]. Os únicos fatores que limitam a corrente são a queda de tensão nos contatos das escovas e a resistência no circuito da armadura, R_a. Como nenhum destes fatores alcança, em condições normais, mais do que 10 a 15% da tensão aplicada, V_a, através dos terminais da armadura (Seç. 4-6), a sobrecarga é muitas vezes maior que a corrente nominal, como é mostrado pelo seguinte exemplo.

EXEMPLO 4-9: Um motor-shunt CC de 120 V possui uma resistência da armadura de 0,2 Ω e uma queda no contato das escovas de 2 V. A corrente nominal a plena carga é de 75 A. Calcule a corrente no instante da partida, e o seu percentual em relação à situação nominal.

Solução:

$$I_{st} = \frac{V_a - \text{BD}}{R_a} = \frac{120 - 2}{0{,}2} = 590 \text{ A (fcem é nula)}$$

$$\text{Percentagem a plena carga} = \frac{590 \text{ A}}{75 \text{ A}} \times 100 = 786\%$$

O Exemplo 4-9 serve para ilustrar o dano que pode ser feito a um motor, a menos que a corrente de partida seja limitada por meio de um *dispositivo de partida.*[3]

A corrente no problema acima é excessiva, devido à falta de fcem no instante de partida. À medida que se inicia a rotação, a fcem cresce proporcionalmente ao aumento de velocidade. O que se requer, então, é um dispositivo, usualmente um reostato contínuo ou com tapes, cujo propósito é limitar a corrente durante o período de partida e cuja resistência pode ser progressivamente reduzida à medida que o motor adquire velocidade. Dado um resistor externo, R_s, em série com a armadura, a Eq. (1-9) pode ser modificada para computar a corrente da armadura.

$$I_a = \frac{V_a - (E_c + \text{BD})}{R_a + R_s} \tag{4-8}$$

onde todos os termos foram definidos anteriormente.

O valor do resistor de partida, na velocidade zero ou em qualquer outra velocidade, pode ser calculado a partir da Eq. (4-8), como ilustrado no seguinte exemplo.

EXEMPLO 4-10: Calcule os vários valores (tapes) da resistência de partida para limitar a corrente no motor do Exemplo 4-9 para

a. Uma carga 150% superior na partida ao valor nominal.
b. Uma fcem com 25% do valor da tensão da armadura, V_a, com uma corrente de 150% do valor nominal.

---

[3]O assunto referente a dispositivos de partida comerciais, manuais ou automáticos, é apresentado em detalhes nos livros *Control of Electric Machines*, edição de 1972 da Prentice-Hall e *Electric Machinery and Control*, edição de 1964 da Prentice-Hall, cap. 14, ambos de autoria de Kosow.

c. Uma fcem com 50% do valor da tensão da armadura, com uma corrente $I_{st} = 1{,}5\, I_N$.

d. Calcule a fcem a plena carga, sem resistência de partida.

Solução:

$$R_s = \frac{V_a - (E_c + \text{BD})}{I_a} - R_a \text{ [da Eq. (4-8)]}$$

a. Na partida, E_c é zero; $R_s = \dfrac{V_a - \text{BD}}{I_a} - R_a =$

$$= \frac{120 - 2}{1{,}5 \times 75} - 0{,}2 = 1{,}05 - 0{,}2 = \mathbf{0{,}85\ \Omega}$$

b. $R_s = \dfrac{V_a - (E_c + \text{BD})}{I_a} - R_a = \dfrac{120 - 30 - 2}{1{,}5 \times 75} - 0{,}2 = 0{,}782 - 0{,}2 = \mathbf{0{,}582\ \Omega}$

c. $R_s = \dfrac{120 - (60 + 2)}{1{,}5 \times 75} - 0{,}2 = 0{,}516 - 0{,}2 = \mathbf{0{,}316\ \Omega}$

d. $E_c = V_a - (I_a R_a + \text{BD}) = 120 - [(75 \times 0{,}2) + 2] = \mathbf{103\ V}$

Note-se que, no Exemplo 4-10, é requerido um valor progressivamente decrescente da resistência de partida à medida que o motor desenvolve uma fcem crescente devido à aceleração. Este é o princípio do dispositivo de partida usando resistência na armadura do motor.

A maneira pela qual o dispositivo de partida é usado junto com os três tipos básicos de máquinas de CC, empregadas como motores, é vista na Fig. 4-7. As

(a) Dispositivo de partida de motor-shunt.

(b) Dispositivo de partida de motor-série.

(c) Dispositivo de partida de motor composto.

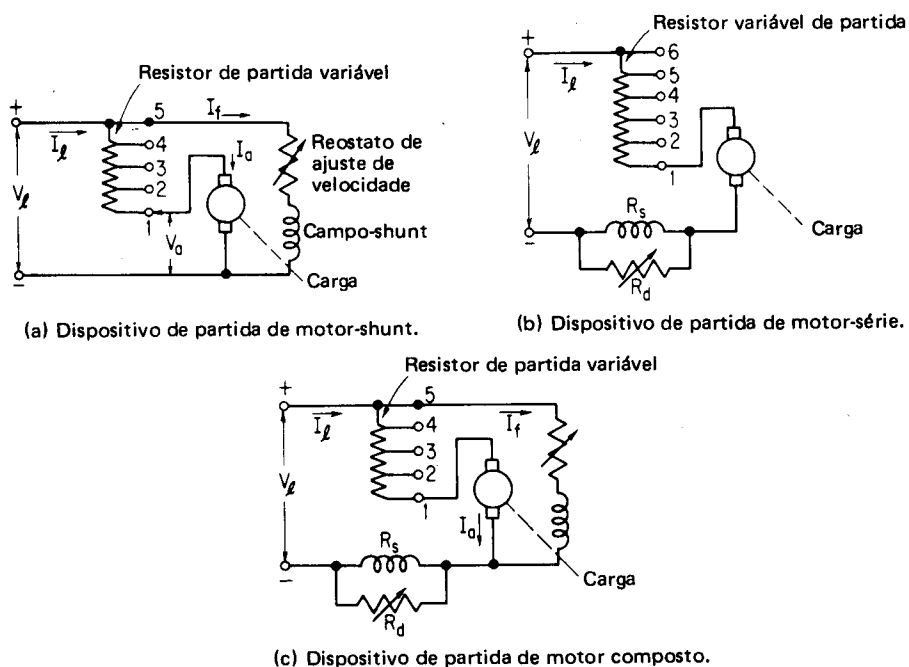



Fig. 4-7 — Conexões esquemáticas de dispositivos de partida de motores shunt, série e compostos.

técnicas apresentadas aqui para partida de motores são apenas *diagramas esquemáticos;* como se estabeleceu previamente, as formas comerciais de dispositivos de partida manuais ou automáticos diferem um pouco destes.

Os motores shunt e compostos têm sua partida efetuada com *excitação plena de campo* (ou seja, a tensão nominal de linha é aplicada através do circuito de campo) para desenvolver o máximo torque de partida, $(T = k\phi I_a)$. Em todos os três tipos de máquinas, a corrente de partida é limitada por um resistor de partida variável, de elevada dissipação, ligado em série com a armadura. Na prática, a corrente inicial de partida é geralmente limitada a um valor mais elevado que a corrente nominal, como vimos no Exemplo 4-10, novamente para desenvolver um grande torque de partida, particularmente no caso de grandes motores, que possuem grande inércia e que custam a acelerar.

Com o braço de partida na posição 1 na Fig. 4-17a, a máxima resistência-série limitará a corrente da armadura na partida em 150% do valor nominal. À medida que o motor acelera lentamente, a armadura desenvolve fcem e a corrente da armadura decresce aproximadamente até o seu valor nominal. Se o braço de partida fosse deixado na posição 1, a corrente da armadura cairia um pouco mais e a velocidade se estabilizaria num valor bem abaixo da velocidade nominal. Para acelerar o motor uma vez mais, será necessário mover o braço para a posição 2. Novamente, há um pico na corrente da armadura e o motor aumenta sua velocidade. Este processo é contínuo até o motor alcançar sua velocidade nominal, onde a fcem nesta velocidade e fluxo é suficiente para limitar a corrente da armadura, sem necessidade de uma resistência-série na armadura.

Deve-se notar que todos os três tipos de motores, se efetuada a partida com uma carga mecânica acoplada, como se vê na Fig. 4-7, acelerarão mais lentamente do que sem carga. O motor-série, ademais, *nunca* deverá partir e acelerar sem carga acoplada à sua armadura (V. Seç. 4-10), apesar de que os motores shunt e compostos podem ter a partida efetuada com ou sem carga mecânica.

4-9. CARACTERÍSTICAS DO TORQUE ELETROMAGNÉTICO DOS MOTORES CC

A equação fundamental do torque, Eq. (4-4), em que $T = k\phi I_a$, proporciona um meio de predizer como o torque de cada tipo de motor visto na Fig. 4-7 variará com a aplicação da carga (ou seja, com a corrente da armadura). A característica torque-carga de cada tipo de motor será vista oportunamente. Suponha-se agora que cada tipo de motor teve sua partida devidamente realizada e foi acelerado, de modo que sua armadura está ligada diretamente através dos terminais de linha, V_L, na Fig. 4-7. Qual é o efeito de um aumento de carga sobre o torque dos motores de CC?

4-9.1 MOTOR-SHUNT

Durante a partida e funcionamento normal, a corrente no circuito do campo-shunt, como se vê na Fig. 4-7a, é essencialmente constante para um valor estabelecido para o reostato de campo e, conseqüentemente, o fluxo (para o presente)

é também essencialmente constante. À medida que a carga mecânica é aumentada, o motor tem sua velocidade diminuída um pouco, causando uma diminuição na fcem e um aumento na corrente da armadura.[4]

Na equação básica do torque, portanto, o fluxo é essencialmente constante e, se a corrente da armadura aumenta diretamente com a aplicação da carga mecânica, a equação do torque para o motor-shunt pode ser expressa perfeitamente por uma relação linear $T = k'I_a$, como se mostra na Fig. 4-8 (para o motor-shunt).

4-9.2 MOTOR-SÉRIE

Se as bobinas do campo-shunt fossem removidas da máquina CC considerada acima e substituídas por um enrolamento de campo-série, a idêntica armadura produziria a curva de torque vista na Fig. 4-8 para o motor-série. No motor-série, a corrente da armadura e a corrente do campo-série são as mesmas (ignorando-se os efeitos de uma resistência-shunt de controle), e o fluxo produzido pelo campo-série, ϕ, é em todo o instante proporcional à corrente da armadura, I_a. A equação básica do torque para a operação do motor-série torna-se $T = K''I_a^2$. Desde que o núcleo polar seja não-saturado (polarizado, na porção linear da sua curva de

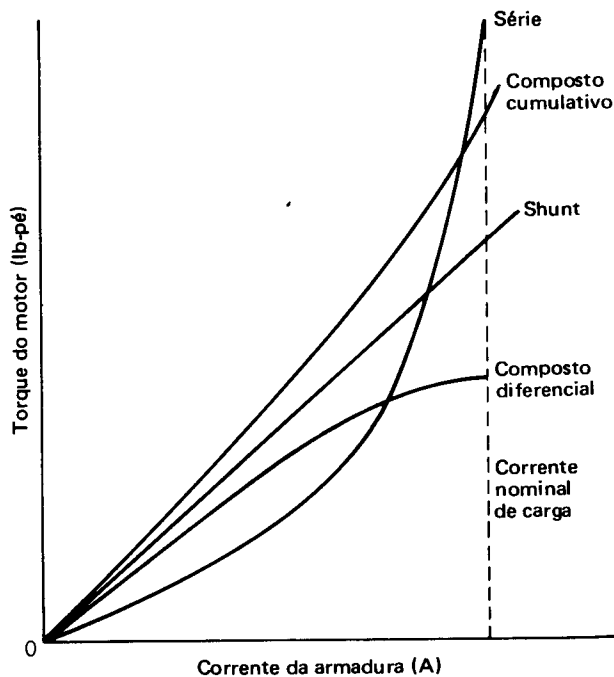



Fig. 4-8 — Comparação das características torque-carga para uma dada máquina CC.

[4]O efeito do acréscimo na corrente da armadura produz uma fmm denominada de "reação da armadura", que, dependendo do grau de saturação do campo, tenderá a desmagnetizar e reduzir um pouco o fluxo polar. A reação da armadura será tratada em detalhes no Cap. 5.

magnetização), a relação entre o torque do motor-série e a corrente de carga é exponencial, como se vê na Fig. 4-8. Pode-se notar que o torque do motor-série para cargas extremamente leves (baixos valores de I_a) é menor do que o do motor-shunt, porque desenvolve menor fluxo. Para uma mesma corrente na armadura a plena carga, contudo, o seu torque é maior, como se evidencia pela comparação das duas equações, respectivamente, vistas na Fig. 4-8.

4-9.3 MOTORES COMPOSTOS

Quando enrolamentos de campo série e shunt combinados são instalados nos pólos da máquina de CC considerada acima, o efeito do campo-série poderá ser composto cumulativo ou diferencial. Apesar da composição, contudo, a corrente no circuito do campo-shunt e o fluxo polar, ϕ_f, durante a partida ou funcionamento normal, é essencialmente constante. A corrente no campo-série é uma função da corrente de carga solicitada pela armadura.

A equação básica do torque para a operação do motor composto cumulativo é $T = k(\phi_f + \phi_s)I_a$, onde o fluxo do campo-série, ϕ, é função da corrente da armadura, I_a. Partindo com fluxo igual ao do campo-shunt sem carga e que aumente com a corrente da armadura, o motor composto cumulativo produz uma curva de torque que é sempre mais elevada que a do motor-shunt para a *mesma* corrente da armadura como se vê na Fig. 4-8.

Para o motor *composto diferencial,* entretanto, a equação do torque acima pode ser escrita como $T = k(\phi_f - \phi_s)I_a$ onde ϕ_s também é função de I_a e ϕ_f é (presumivelmente) constante. Partindo-se com fluxo igual ao fluxo do campo-shunt sem carga, qualquer valor da corrente da armadura produzirá uma fmm do campo-série que reduzirá o fluxo total no entreferro e, conseqüentemente, o torque. Assim, o motor composto diferencial, produz uma curva de torque que é sempre menor do que a do motor-shunt.

EXEMPLO 4-11: Um motor composto cumulativo está operando como motor-shunt (campo-série desligado) e desenvolve um torque de 160 lb-pé quando a corrente da armadura é (40 A e o fluxo polar é 1,6 × 10⁶ linhas). Quando religado como motor composto cumulativo para a mesma corrente, desenvolve um torque de 190 lb-pé. Calcule:

a. O aumento do fluxo devido ao campo-série, em percentagem.
b. O torque quando a carga do motor composto aumenta de 10% (admita operação na porção *linear* da curva de saturação).

Solução:

Os dados apresentados estão arranjados abaixo numa forma tabular, para melhor compreensão.

	Torque em lb-pé	Corrente da armadura I_a, em ampères	Fluxo Polar ϕ_f, em linhas
Original	160	140	$1,6 \times 10^6$
Fluxo adicional	190	140	$\phi_{f'}$
Torque final	$T_{f'}$	154	$1,1 \times 1,9 \times 10^6$

Dos dados apresentados, podemos determinar:

a. $\phi_{f'} = \phi_{orig}\left(\frac{T_{final}}{T_{orig}}\right) = 1{,}6 \times 10^6 \times \left(\frac{190}{160}\right) = 1{,}9 \times 10^6$ linhas

$$\text{Aumento percentual no fluxo} = \frac{1{,}9 \times 10^6}{1{,}6 \times 10^6} \times 100 - 100 =$$
$$= 118{,}8 - 100 = 18{,}8\,\%$$

b. O fluxo polar na situação final é $1{,}1 \times 1{,}9 \times 10^6$ linhas (devido ao acréscimo de 10% na carga).

$$\text{O torque final, } T_{f'} = 190 \text{ lb-pé} \left(\frac{154 \text{ A}}{140 \text{ A}}\right) \times \left(\frac{1{,}1 \times 1{,}9 \times 10^6}{1{,}0 \times 1{,}9 \times 10^6}\right) =$$
$$= 230 \text{ lb-pé} \qquad (4\text{-}4)$$

EXEMPLO 4-12: Um motor-série absorve uma corrente de 25 A e desenvolve um torque de 90 lb-pé. Calcule:

a. O torque quando a corrente aumenta para 30 A, se o campo permanece *sem saturação.*
b. O torque quando a corrente aumenta para 50 A e este aumento produz 60% de acréscimo no fluxo.

Solução:

a. $T = kI_a^2 = 90 \text{ lb-pé} \left(\frac{30}{25}\right)^2 = 129{,}5$ lb-pé

b. $T = k\phi I_a = 90 \text{ lb-pé} \left(\frac{50}{25}\right)\left(\frac{1{,}6}{1{,}0}\right) = 288$ lb-pé (4-4)

4-10. CARACTERÍSTICAS DE VELOCIDADE DOS MOTORES CC

A equação fundamental da velocidade, Eq. (4-6), em que $N = \left(\frac{V_a - I_a R_a}{k\phi}\right)$, proporciona um meio de predizer como a velocidade de cada um dos motores vistos na Fig. 4-7 variará com a aplicação de carga. A característica carga-velocidade de cada motor será vista oportunamente. Para simplificar a discussão, admite-se que a queda nos contatos das escovas, BD, é zero

4-10.1 MOTOR-SHUNT

Suponhamos que o motor-shunt da Fig. 4-7a atingiu a velocidade nominal e está operando sem carga. Como o fluxo polar do motor (ignorando a reação da armadura) pode ser considerado *constante,* a velocidade do motor pode ser expressa em função da equação básica da velocidade

$$N = \frac{E}{k'\phi_f} = k\,\frac{V_a - I_a R_a}{\phi_f} \qquad (4\text{-}6)$$

Quando uma carga mecânica é aplicada ao eixo do motor, a fcem decresce e a velocidade cai proporcionalmente. Mas, como a fcem desde a vazio até a plena carga sofre uma variação de 20% (ou seja de 0,95 V_a a 0,75 V_a), a velocidade do motor é essencialmente constante, como se vê na Fig. 4-9.

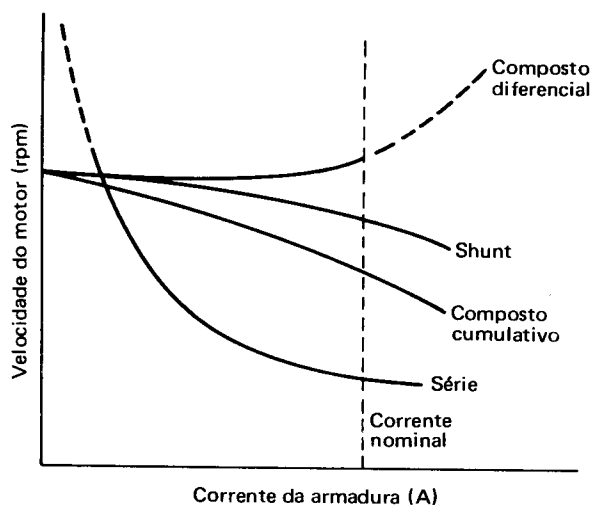



Fig. 4-9 — Comparação da característica carga-velocidade de uma máquina CC.

4-10.2 MOTOR-SÉRIE

A equação básica da velocidade, Eq. (4-6), modificada para o motor-série é

$$N = \frac{V_a - I_a(R_a + R_s)}{k\phi} \tag{4-9}$$

onde V_a é a tensão aplicada aos terminais do motor; e, como o fluxo no entreferro produzido pelo campo-série é proporcional apenas à corrente da armadura, a velocidade pode ser escrita como

$$N = K' \frac{V_a - I_a(R_a + R_s)}{I_a} \tag{4-10}$$

A Eq. (4-10) nos dá uma indicação da característica carga-velocidade de um motor-série. Se uma carga mecânica relativamente pequena é aplicada ao eixo da armadura de um motor-série, a corrente da armadura I_a é pequena, fazendo com que o numerador da fração na Eq. (4-10) seja grande e o denominador pequeno, resultando numa elevada velocidade não usual. Sem carga, portanto, com pequena corrente na armadura e pequeno fluxo polar, a velocidade é excessivamente elevada. Por esta razão, o motor-série é sempre operado acoplado ou engrenado com uma carga, como em guindastes, elevadores ou serviço de tração em CC (trens). Com o aumento da carga, contudo, o numerador da fração na Eq. (4-10) diminui mais rapidamente do que aumenta o denominador (o numerador decresce na

razão do produto de I_a, comparando com o denominador que aumenta diretamente com I_a), e a velocidade cai rapidamente, como se vê na Fig. 4-9. A linha tracejada representa a porção da característica associada a cargas extremamente leves, na qual os motores-série não são operados.

Como se vê na Fig. 4-9, a velocidade excessiva para um motor-série *não* resulta numa corrente elevada na armadura (como nos motores-shunt e compostos), que abra um fusível ou um disjuntor, desligando a armadura da rede. Deve ser usado outro processo para a proteção contra o disparo do motor. Os motores-série são usualmente equipados com chaves centrífugas, normalmente fechadas em operação normal, e que se abrem em velocidades 150% acima do valor nominal.

4-10.3 MOTOR COMPOSTO CUMULATIVO

A equação básica da velocidade para um motor composto cumulativo pode ser escrita como

$$N = K\left[\frac{V_a - I_a(R_a + R_s)}{\phi_f + \phi_s}\right] \tag{4-11}$$

ainda mais simplificada para

$$N = K\left(\frac{E}{\phi_f + \phi_s}\right) \tag{4-12}$$

Comparando a Eq. (4-12), para o motor composto cumulativo, com a equação $N = \dfrac{KE}{\phi_f}$, para o motor-shunt, é evidente que, com o aumento da carga e da corrente da armadura, o fluxo produzido pelo campo-série também aumenta, enquanto a fcem decai. O denominador da equação, portanto, cresce, enquanto o numerador decresce proporcionalmente mais do que no motor-shunt. O resultado é que a velocidade de um motor composto *cumulativo* cairá numa razão mais elevada do que a velocidade do motor-shunt com a aplicação de carga, como se vê na Fig. 4-9.

4-10.4 MOTOR COMPOSTO DIFERENCIAL

A Eq. (4-12), para o motor composto cumulativo, pode ser modificada levemente para mostrar o efeito da *oposição* da fmm do campo polar série e a velocidade será

$$N = \frac{KE}{\phi_f - \phi_s} = k\,\frac{V_a - I_a(R_a + R_s)}{\phi_f - \phi_s} \tag{4-13}$$

Com o aumento da carga e de I_a, o numerador da fração na Eq. (4-13) decresce um pouco, mas o denominador decresce mais rapidamente. A velocidade pode cair ligeiramente para cargas leves; mas, com o aumento da carga, a velocidade aumenta. Esta condição estabelece uma instabilidade dinâmica. Com o aumento da velocidade, a maioria das cargas mecânicas aumenta automaticamente (pois *maior trabalho é executado em velocidades mais elevadas*) causando um aumento

na corrente, um decréscimo no fluxo total e uma velocidade mais elevada, produzindo-se assim mais carga. Devido a esta instabilidade inerente, os motores compostos diferenciais são raramente usados. Em equipamentos de laboratório, quando estes motores são testados, os estudantes ocasionalmente podem verificar uma condição em que o motor diferencial começa a disparar e, de repente, perde velocidade e inverte sua direção. Isto pode ser explicado usando as Eq. (4-13) e Fig. 4-9. Com o decréscimo da fcem devido à diminuição do fluxo mútuo, a corrente na armadura e o torque aumentam tão excessivamente que o fluxo do campo-série *ultrapassa* o fluxo do campo-shunt, e o motor inverte sua rotação (de acordo com a regra da mão esquerda). É por esta razão que, ao efetuar a partida de um motor composto diferencial, para propósitos de testes em laboratório, deve-se tomar cuidado de se pôr em curto o campo-série, para que as elevadas correntes de partida e de armadura não provoquem a rotação no sentido contrário.

As curvas das Figs. 4-8 e 4-9 foram desenvolvidas para a mesma máquina CC, operando no mesmo ponto sem carga. Mas, como todo o equipamento elétrico é especificado em função de valores nominais (plena carga), a comparação das características torque-carga e velocidade-carga deve ser feita para carga nominal. Se quisermos comparar motores de CC, de mesma tensão e potência mecânica de saída e mesmas especificações de velocidade, serão obtidas as curvas da Fig. 4-10. O leitor deverá comparar as curvas da Fig. 4-10 com as das Figs. 4-8 e 4-9, para verificar as características.

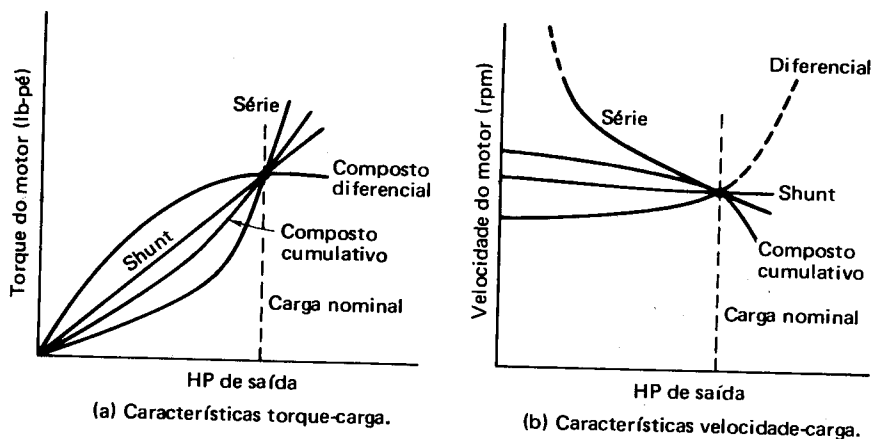



Fig. 4-10 — Comparação das características de torque e velocidade-carga com corrente nominal.

EXEMPLO 4-13: Um motor composto de 10 HP, 230 V, 1.250 rpm tem uma resistência de armadura de 0,25 ohm, um enrolamento combinado de compensação e interpolos com resistência de 0,25 ohm e uma queda de tensão nos contatos de escovas de 5 V. A resistência do campo-série é 0,5 ohm e a resistência do campo-shunt é 230 ohms. Quando ligado como motor-shunt, a corrente de linha na situação nominal é 55 A e a corrente de linha a vazio é 4 A. A velocidade sem carga é de 1.810 rpm. Desprezando a reação da armadura na tensão especificada, calcule:

a. A velocidade para carga nominal.
b. Potência interna em W e HP.

Solução:

a. $I_a = I_L - I_f = 4\text{ A} - 1\text{ A} = 3\text{ A}$
E_c sem carga $= V_a - (I_a R_a + \text{BD}) = 230 - (3 \times 0{,}5 + 5) = 223{,}5$ V numa velocidade de 1.810 rpm
E_c plena carga $= V_a - (I_a R_a + \text{BD}) = 230 - (54 \times 0{,}5 + 5) = 198$ V

$$N = 1.810 \times \frac{198}{223{,}5} = \mathbf{1.600\ rpm} \quad (4\text{-}5)$$

b. $P_d = E_c I_a = 198\text{ V} \times 54\text{ A} = \mathbf{10.700\ W}$

$$\text{HP} = \frac{10.700\text{ W}}{746\text{ W/HP}} = \mathbf{14{,}35\ HP} \quad (4\text{-}15)$$

EXEMPLO 4-14: O motor do Exemplo 4-13 é religado como motor composto cumulativo longo. Para carga nominal (55 A), o enrolamento composto aumenta o fluxo polar em 25%. Calcule:

a. A velocidade sem carga (4 A corrente de linha).
b. A velocidade a plena carga (55 A corrente de linha).
c. Os torques internos a plena carga com e sem o campo-série. Use a Eq. (4-15).
d. A potência interna em HP do motor composto baseado no acréscimo de fluxo citado acima.
e. Explique a diferença entre a potência interna e a potência nominal.

Solução:

a. E_c sem carga $= V_a - (I_a R_a + I_a R_s + \text{BD}) =$ (4-8)
$= 230 - [(3 \times 0{,}5) + (3 \times 0{,}15) + 5] = \mathbf{223{,}05\ V}$

$$N = 1.810 \times \left(\frac{223{,}05}{223{,}5}\right) = 1.805\text{ rpm} \quad (4\text{-}5)$$

b. E_c a plena carga $= 230 - [(54 \times 0{,}5) + (54 \times 0{,}15) + 5] = 190$ V (4-8)

$$N = K\left(\frac{\delta\, E}{\delta\, \phi}\right) = 1.805\text{ rpm}\left(\frac{190}{223{,}05}\right) \times \left(\frac{1{,}0}{1{,}25}\right) = \mathbf{1.231\ rpm} \quad (4\text{-}5)$$

c. O torque interno do motor-shunt [Eq. (4-15)] a plena carga:

$$T_{\text{shunt}} = \frac{\text{HP} \times 5.252}{N} = \frac{14{,}35 \times 5.252}{1.600} = 47{,}2\text{ lb-pé} \quad (4\text{-}15)$$

$$T_{\text{comp}} = T_{\text{shunt}}\left(\frac{\phi_2}{\phi_1}\right) \times \left(\frac{I_{a2}}{I_{a1}}\right) = 47{,}2\left(\frac{1{,}25}{1{,}00}\right) \times \left(\frac{54}{54}\right) = \mathbf{59{,}1\ lb\text{-}p\acute{e}}$$

d. $$\text{HP} = \frac{E_c I_a}{746} = \frac{190 \times 54}{746} = \mathbf{13{,}8\ HP}$$

e. A potência interna em HP excede os HP nominais porque a potência interna deve compensar as perdas mecânicas rotacionais (V. Fig. 12-1).

Note-se que o motor-shunt desenvolve uma potência em HP levemente superior à do motor composto, porque está girando numa velocidade maior que a nominal [Eq. (4-15)]. Note-se também que o torque do motor composto é maior do que o do motor-shunt, devido ao fluxo do campo-série adicional. E é precisamente devido ao fluxo adicional que a velocidade do motor composto decresce [Eq. (4-12)].

EXEMPLO 4-15: A resistência do circuito da armadura de um motor-série de 25 HP, 250 V é 0,1 ohm, a queda nos contatos das escovas é 3 V e a resistência do campo-série 0,05 ohm. Quando o motor-série absorve 85 A, a velocidade é 600 rpm. Calcule:

a. A velocidade quando a corrente é 100 A.
b. A velocidade quando a corrente é 40 A. Não considere a reação da armadura e suponha que a máquina está operando na porção linear da sua curva de saturação em qualquer situação.
c. Recalcule as velocidades de (a) e (b), usando um resistor de drenagem de 0,05 ohm nestas velocidades.

Solução:

a. $E_{c2} = V_a - I_a(R_a + R_s) - \text{BD} = 250 - 100(0{,}15) - 3 =$ (4-8)
$= 232$ V quando $I_a = 100$ A

$E_{c1} = 250 - 85(0{,}15) - 3 = 234{,}3$ V na velocidade de 600 rpm quando $I_a = 85$ A

$N = K\frac{E}{\phi}$, supondo ϕ proporcional a I_a (na porção linear da curva de saturação)

$$N_2 = N_1\frac{E_2}{E_1} \times \frac{\phi_1}{\phi_2} = 600\ \frac{232}{234{,}3} \times \frac{85}{100} = 506 \text{ rpm}$$

b. $E_{c3} = V_a - I_a(R_a + R_s) - \text{BD} = 250 - 40(0{,}15) - 3 = 241$ V para $I_a = 40$ A

$$N_3 = N_1\left(\frac{E_{c3}}{E_{c1}}\right) \times \frac{\phi_1}{\phi_3} = 600\left(\frac{241}{234{,}3}\right) \times \left(\frac{85}{40}\right) = 1.260 \text{ rpm}$$

c. O efeito do resistor de drenagem é reduzir a corrente no campo-série (e fluxo) à metade do seu valor prévio.

$E_{c2} = V_a - I_a(R_a + R_{sd}) - \text{BD} = 250 - 100(0{,}125) - 3 =$
$= 234{,}5$ V para $I_a = 100$ A

$E_{c3} = V_a - I_a(R_a + R_{sd}) - \text{BD} = 250 - 40(0{,}125) - 3 =$
$= 242$ V para $I_a = 40$ A

$$N_2 = N_1\left(\frac{E_{c2}}{E_{c1}}\right) \times \frac{\phi_1}{\phi_2} = \frac{234{,}5}{234{,}3} \times \frac{85\text{ A}}{\left(\frac{100}{2}\right)\text{A}} = 1.022 \text{ rpm}$$

$$N_3 = N_1\left(\frac{E_{c3}}{E_{c1}}\right) \times \frac{\phi_1}{\phi_3} = 600\left(\frac{242}{234{,}3}\right) \times \frac{85\text{ A}}{\left(\frac{40}{2}\right)\text{A}} = 2.630 \text{ rpm}$$

Observe-se que uma redução de 50% na corrente do campo-série resultou num aumento brusco dos valores da velocidade de aproximadamente 200% sobre os valores originais (computados sem o resistor de drenagem).

4-11. REGULAÇÃO DE VELOCIDADE

A regulação de velocidade de um motor é definida como[5]: *a variação da velocidade desde a plena carga até a situação de carga nula, expressa em percentagem da velocidade nominal.* Em forma de equação, a regulação de velocidade torna-se

$$\text{regulação percentual da velocidade} = \frac{N_o - N}{N} \times 100 \qquad (4\text{-}14)$$

Pelo exame das curvas da Fig. 4-10b, é evidente que os motores-shunt podem ser classificados como motores de velocidade praticamente constante, cuja regulação de velocidade é boa (pequena percentagem). A regulação de velocidade do motor composto é mais pobre do que a do motor-shunt, e sua regulação de velocidade é maior em percentagem. A regulação de velocidade do motor-série é extremamente pobre (pois ele possui uma velocidade infinita para situação sem carga). Os motores-série e compostos cumulativos são considerados motores de velocidade variável. (V. Seç. 12-20.) O motor composto diferencial possui uma regulação de velocidade negativa, que pode sempre ser associada a uma instabilidade de carga.

EXEMPLO 4-16: Calcule a regulação de velocidade percentual para os motores do:
a. Exemplo 4-13.
b. Exemplo 4-14.
c. Exemplo 4-15 (suponha 40 A como a corrente sem carga, e 100 A a plena carga).

Solução:

a. Regulação de velocidade percentual (shunt) =

$$= \frac{N - N_o}{N} \times 100 = \frac{1.810}{1.000} - 1.600 \times 100 = 13{,}12\,\% \qquad (4\text{-}14)$$

b. Regulação de velocidade percentual (composto) =

$$= \frac{1.805 - 1.231}{1.231} \times 100 = 46{,}6\,\%$$

c. Regulação de velocidade percentual (série) =

$$= \frac{1.260 - 506}{506} \times 100 = 149\,\%$$

4-12. TORQUE EXTERNO, HP E VELOCIDADE NOMINAIS

Pode-se notar que, na comparação dos motores da Fig. 4-10, a comparação foi feita em termos de valores de saída (1 HP = 33.000 pé-lb/min) como medida da capacidade dos motores em realizar trabalho mecânico. Valores nominais de potência de saída em HP são mais significativos que os HP internos ($E_c I_a$/746 W por HP) desenvolvidos pela armadura na Eq. (4-7), pelas razões apresentadas na Seç. 4-6. Na especificação e seleção de motores, contudo, uma questão pode surgir,

[5]Conforme Norma ASA, *Rotating Electrical Machinery.* Note a semelhança entre esta definição e a definição de regulação de tensão, Eq. (3-9).

como que se refere à quantidade de torque externo disponível numa polia ou eixo do motor para executar trabalho útil numa velocidade nominal. A equação que expressa o relacionamento entre o torque externo, HP e velocidade é derivada como segue.

Seja F igual à força útil desenvolvida por todos os condutores da armadura produzindo torque eletromagnético
r o raio da armadura, em pés
n igual ao número de revoluções da armadura
t igual ao tempo (1 minuto) para a armadura girar n vezes.

O trabalho realizado por revolução da armadura é então

$$W = F \times 2\pi r \text{ pé-lb/revolução}$$

e a potência é, em pé-lb/min,

$$P = \frac{W}{t} = (2F\pi r \text{ pé-lb/rev}) \times \frac{n}{t} \text{ rpm}$$

Mas como o torque $T = Fr$ [Eq. (4-2)] e a velocidade $N = \frac{n}{t}$, por definição, então:

$$P = \frac{W}{t} = 2\pi T \cdot N \text{ pé-lb/min}$$

e

$$\text{HP} = \frac{2\pi TN \text{ pé-lb/min}}{33.000 \text{ pé-lb/min/HP}}$$

ou

$$\text{HP} = \frac{TN}{5.252} \tag{4-15}$$

A relação acima permite computar o torque eletromagnético interno [determinado pela Eq. (4-3)] numa certa velocidade dada pela Eq. (4-7) em combinação com a Eq. (4-15). Também permite o cálculo do torque disponível numa polia, dada a velocidade nominal e os HP do motor. Ambos os cálculos são ilustrados pelo seguinte exemplo:

EXEMPLO 4-17: A partir dos valores calculados da velocidade nominal e da potência interna no Exemplo 4-13, calcule:
a. O torque interno.
b. O torque externo quando temos os HP e velocidades nominais dados pelo Exemplo 4-13.
c. Leve em consideração as diferenças.

Solução:

a. $$T_{in} = \frac{\text{HP} \times 5.252}{N} = \frac{14,35 \times 5.252}{1.595} = \mathbf{47,25 \text{ lb-pé}} \tag{4-15}$$

b. $$T_{ex} = \frac{\text{HP} \times 5.252}{N} = \frac{10 \times 5.252}{1.250} = \mathbf{42,0 \text{ lb-pé}} \tag{4-15}$$

c. HP internos são desenvolvidos como resultado do torque eletromagnético produzido por conversão de energia. Parte da energia mecânica é usada internamente para vencer as perdas mecânicas do motor, reduzindo o torque disponível no eixo para realização do trabalho.

4-13. INVERSÃO DO SENTIDO DE ROTAÇÃO

Para trocar o sentido de rotação de qualquer motor CC, é necessário inverter o sentido da corrente através da armadura com relação ao sentido do campo magnético. Para o motor-shunt ou série, isto é feito simplesmente pela inversão do circuito da armadura com relação ao circuito de campo ou vice-versa. A inversão em *ambos* os circuitos manterá o *mesmo* sentido de rotação.

Pode parecer que, desde que o circuito de campo carrega uma corrente menor que o circuito da armadura, o primeiro seria o escolhido para a inversão. Contudo, ao projetar dispositivos automáticos de partida e equipamento de controle, o circuito da *armadura* é o usualmente escolhido para a inversão, porque: (1) o campo é um circuito altamente indutivo (V. Fig. 2-7), e inversões freqüentes produzem elevadas fem induzidas e *desgaste* dos contatos das chaves que servem para executar a inversão no circuito de campo; (2) se o campo-shunt é invertido, o campo-série também o deve ser, ou um motor composto cumulativo tornar-se-á um motor composto diferencial; (3) as conexões do circuito da armadura estão normalmente abertas para fins dinâmicos, de regeneração ou de ligação de frenagem, e, como estas conexões são normalmente disponíveis, elas podem ser usadas para a inversão; e (4) se a chave de inversão está defeituosa e o circuito de campo não é fechado, o motor pode "disparar".

No caso de motores compostos, contudo, a inversão apenas das conexões da armadura provoca a inversão do sentido de rotação tanto para as ligações longas como curtas, como se vê na Fig. 4-11, sem mudar o sentido da corrente nos enrolamentos de campo.

Pelas razões acima, portanto, a troca do sentido de rotação implica *apenas* na inversão das conexões da armadura, como se vê nas Figs. 4-11a e b.

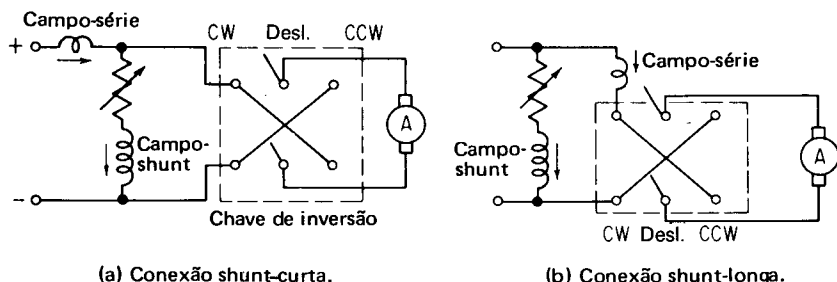



Fig. 4-11 — Inversão do sentido dos motores compostos longo e curto.

4-14. EFEITO DA REAÇÃO DA ARMADURA NA REGULAÇÃO DE VELOCIDADE DE TODOS OS MOTORES CC

Reação da armadura (como definida na Seç. 2-8 e no Cap. 5) é o efeito da fmm produzida pelos condutores da armadura $(N_a I_a)$ ao se reduzir e torcer o fluxo mútuo no entreferro ϕ_m produzido pelos enrolamentos de campo (campo série e shunt). A equação fundamental da velocidade, Eq. (4-6), indica que a redução do fluxo polar, no denominador desta equação, causará um aumento na velocidade. Será visto no próximo capítulo que o efeito e a extensão da reação da armadura variam diretamente com a carga ou com a corrente da armadura, I_a. Como *qualquer* motor CC (apesar do tipo) é carregado, o efeito da reação da armadura é o de reduzir o fluxo no entreferro e (dependendo do grau de saturação) tender a aumentar a *velocidade do motor*. Um exame das curvas velocidade-carga, vistas na Fig. 4-9, mostra que a regulação de velocidade de *cada* tipo de motor comercial (shunt, série e composto cumulativo), será *melhorada* um pouco por este efeito (se não for tão pronunciado que cause regulação de velocidade negativa). No caso do motor-shunt, por exemplo, como a reação da armadura aumenta com a carga, o decréscimo no fluxo e o incremento na velocidade, com a carga, podem aumentar a carga numa tal extensão que sua característica pode se assemelhar à de um motor composto diferencial, como se vê na Fig. 4-9. Um motor-shunt operando com campo fraco e sem nenhum meio de compensar a reação da armadura (como será visto no Cap. 5), é particularmente susceptível à instabilidade de carga e de disparar.

BIBLIOGRAFIA

1. AHLQUIST, R. W. Equations depicting the operation of the dc motor. *Electrical Engineering*, Apr. 1955.
2. ALGER, P. L. & ERDELYI, E. Electromechanical energy conversion. *Electro-Technology*, Sept. 1961.
3. AMERICAN STANDARDS ASSOCIATION. *D-C generators and motors*. New York, ASA (ASA 050.4).
4. CARR, C. C. *Electrical machinery*. New York, Wiley & Sons, 1958.
5. CROSNO, C. D. *Fundamentals of electromechanical conversion*. New York, Harcourt, Brace, Jovanovich, 1968.
6. DANIELS. *The performance of electrical machines*. New York, McGraw-Hill, 1968.
7. EMUNSON, B. M. & WARD, A. J. An evaluation of the new "industrial" dc motors and generators. *Electrical Manufacturing*, June 1958.
8. FITZGERALD, A. E. & KINGSLEY, C. *The dynamics and statics of electromechanical energy conversion*. 2. ed. New York, McGraw-Hill, 1961.
9. FITZGERALD, A. E.: KINGSLEY, JR. C.: KUSKO, A. *Electric machinery*. 3. ed. New York, McGraw-Hill, 1971.
10. GEMLICH, D. K. & HAMMOND, S. B. *Electromechanical systems*. New York, McGraw-Hill, 1967.
11. HINDMARSH, J. *Electrical machines*. Elmsford, N. Y., Pergamon, 1965.
12. JONES, C. V. *The unified theory of electrical machines*. New York, Plenum, 1968.

13. KLOEFFLER, S. M.; KERCHNER, R. M.; BRENNEMAN, J. L. *Direct current machinery*, Rev. ed. New York, Macmillan, 1948.
14. LIWSCHITZ, M. M.; GARIK, M.; WHIPPLE, C. C. *Direct current machines*. 2. ed. Princeton, N. J., Van Nostrand, 1947.
15. MAJMUDAR, H. *Introduction to electrical machines*. Boston, Allyn and Bacon, 1969.
16. MILLERMASTER, R. A. *Harwood's control of electric motors*. 4. ed. New York, Wiley/Interscience, 1970.
17. PUCHSTEIN, A. F. *The design of small direct current motors*. New York, Wiley/Interscience, 1961.
18. ROBERTSON, B. L. & BLACK, L. J. *Electric circuits and machines*. 2. ed. Princeton, N. J., Van Nostrand, 1957.
19. SEELY, S. *Electromechanical energy conversion*. New York, McGraw-Hill, 1962.
20. SELMON. *Magnetoelectric devices: transducers, transformers and machines*. New York, Wiley/Interscience, 1966.
21. SISKIND, C. S. *Direct-current machinery*. New York, McGraw-Hill, 1952.
22. SKILLING, H. H. *Electromechanics: a first course in electromechanical energy conversion*. New York, Wiley/Interscience, 1962.
23. SMEATON. *Motor applications and maintenance handbook*. New York, McGraw-Hill, 1969.
24. THALER, G. J. & WILCOX, M. L. *Electric machines: dynamics and steady state*. New York, Wiley/Interscience, 1966.
25. VENIOTT. Fractional and subfractional horsepower electric motors. 3. ed. New York, McGraw-Hill, 1970.
26. WHITE, D. C. & WOODSON, H. H. *Electromechanical energy conversion*. New York, Wiley/Interscience, 1959.

QUESTÕES

4-1. Usando a equação, $I_a = (V_a - E_c) / R_a$, explique:
  a. por que é impossível para E_c igualar V_a
  b. que proporção de V_a é normalmente representada por E_c e $I_a R_a$, respectivamente, a plena carga.

4-2. a. Qual a relação entre força eletromagnética e torque eletromagnético?
  b. Qual a relação entre torque e trabalho?

4-3. Usando a Fig. 4-3 e um condutor localizado exatamente no meio da região interpolar, dê duas razões por que ele não desenvolve torque útil.

4-4. a. Distinga entre torque e velocidade do motor.
  b. Quais os dois fatores que determinam o torque do motor?
  c. Distinga entre torque desenvolvido e torque disponível na polia. Qual é maior e por quê?

4-5. a. Explique por que uma pequena variação na velocidade do motor e na fcem produzirá variações correspondentemente maiores na corrente da armadura.
  b. Se a velocidade é aumentada, que efeito é produzido na
    1. fcem? Por quê?
    2. corrente da armadura?
  c. Por que a corrente da armadura é muitas vezes usada como meio de indicar a carga e a velocidade do motor?

4-6. Usando a Eq. (4-6), explique o efeito na velocidade do motor-shunt quando
  a. a corrente da armadura é aumentada
  b. a fcem é diminuída

c. o fluxo polar (corrente de campo) é aumentado.

4-7. Para uma dada tensão aplicada através da armadura, V_a, explique:
a. o significado de uma relação elevada E_c para V_a sobre a eficiência
b. por que a potência desenvolvida $(E_c I_a)$ não é meramente uma função da carga (I_a).

4-8. Usando os mesmos passos indicados na Seç. 4-7, explique o efeito, qualitativamente, de um *aumento* na corrente de campo sobre a velocidade do motor.

4-9. Uma vez que a corrente da armadura, I_a, de um motor-shunt é afetada pela variação na corrente de campo e no fluxo, é possível controlar o torque do motor de maneira independente da corrente da armadura? Explique.

4-10. Supondo que um motor-shunt é ligado (sem fusíveis) a uma linha de resistência nula, capaz de suprir uma corrente infinita, se o circuito de campo é aberto, o que ocorre?

4-11. Usando a equação $I_{\text{part}} = (V_a - E_c) / R_a$, para a corrente de partida de um motor-shunt, explique:
a. por que a resistência de partida é necessária
b. o desenvolvimento da Eq. (4-8)
c. por que a corrente de partida é limitada usando a Eq. (4-8)
d. por que são requeridos valores progressivamente decrescentes de resistência de partida.

4-12. Usando a Fig. 4-7, explique por que a partida de todos os motores CC é feita:
a. com máxima resistência em série com a armadura
b. com máxima excitação de campo.

4-13. Explique por que o motor-série deve ter sua partida efetuada com carga mecânica acoplada à sua armadura.

4-14. Para os motores série, composto cumulativo, shunt e composto diferencial:
a. estabeleça a equação do torque para cada motor em particular
b. mostre como a equação do torque produz a característica obtida na Fig. 4-9.

4-15. Para os motores composto diferencial, shunt, composto cumulativo e série:
a. estabeleça a equação da velocidade para cada motor em particular
b. mostre como esta equação produz a característica de velocidade obtida na Fig. 4-9.

4-16. Compare a família de curvas mostradas na Fig. 4-10a e b com as das Figs. 4-8 e 4-9, e
a. explique as vantagens das primeiras sobre as últimas
b. mostre onde o torque de partida e a velocidade de partida devem aparecer nestas curvas.

4-17. Defina:
a. torque de partida
b. torque a plena carga
c. torque sem carga
d. regulação de velocidade
e. torque interno
f. torque externo.

4-18. Por que os motores são especificados a base de velocidade nominal e HP nominais na saída, em vez de velocidade a vazio e HP internos?

4-19. Dê quatro razões por que as conexões da armadura são selecionadas para inversão do sentido do motor, em vez das conexões de campo dos motores CC.

4-20. Qual o efeito da reação da armadura na regulação da velocidade de todos os motores CC?

PROBLEMAS

4-1. Os condutores da armadura de uma máquina de CC possuem um comprimento axial de 12 polegadas. Quando circula uma corrente de 80 A, a densidade do fluxo polar é

ajustada em 61.000 linhas/polegada quadrada. Calcule:
a. A força desenvolvida por condutor que carrega corrente.
b. A força total desenvolvida, dado um total de 60 condutores ativos na armadura.
c. O torque total desenvolvido se o diâmetro da armadura é 18 polegadas.

4-2. A armadura de um motor CC tem 48 ranhuras, um enrolamento símplex de duas camadas, com passo interno (1 bobina por ranhura), em que cada bobina possui 42 espiras. Os quatro pólos abrangem 78% da circunferência da armadura e produzem uma densidade de fluxo uniforme de 56.000 linhas/pol^2. O núcleo da armadura tem um diâmetro de 14 pol e um comprimento axial de 16 pol, mas as ranhuras estão inclinadas num ângulo de 20° com relação ao eixo. A corrente por condutor é 20 A. Calcule:
a. O número de condutores ativos.
b. O comprimento ativo de cada condutor.
c. A força eletromagnética total desenvolvida pelos condutores da armadura.
d. O torque que tende a produzir a rotação.

4-3. Calcule o torque no Problema 4-2, supondo que a densidade de fluxo é aumentada de 10% e a corrente reduzida de 20%.

4-4. Derive a Eq. (4-3) a partir de um exame no Exemplo 4-3.

4-5. Solucione o Problema 4-2 usando a Eq. (4-3) como verificação da validade do Exemplo 4-3.

4-6. Solucione o Exemplo ilustrativo 4-3 do texto, usando a Eq. (4-3) para determinar o torque total desenvolvido.

4-7. Um motor-shunt de seis pólos possui uma armadura contendo um enrolamento *ondulado* símplex que absorve uma corrente de 80 A. Cada pólo produz uma densidade de fluxo de 52.000 linhas/pol^2 e uma área de 19,25 pol^2. A armadura possui um total de 300 condutores ativos. Calcule:
a. O torque eletromagnético médio total.
b. O torque se o enrolamento fosse imbricado.

4-8. Um motor-shunt CC, 220 V possui uma queda nas escovas de 5 V, uma resistência na armadura de 0,2 Ω e uma corrente nominal para armadura de 40 A. Calcule:
a. A tensão gerada na armadura sob estas condições de carga aplicada ao eixo.
b. Potência desenvolvida pela armadura em W.
c. Potência mecânica desenvolvida pela armadura em HP.

4-9. Um motor-shunt CC, 125 V, tem uma queda de 2 V nas escovas, uma resistência na armadura de 0,1 Ω e uma fcem de 118 V quando é aplicada carga nominal ao eixo da armadura do motor. Calcule:
a. A corrente de carga nominal solicitada pela armadura.
b. A queda total de tensão no circuito da armadura.

4-10. Um motor de 10 HP possui uma resistência na armadura de 0,05 Ω, uma queda nas escovas de 4,1 V e desenvolve uma potência mecânica de 12 HP com uma corrente nominal de 80 A a 120 V. Calcule:
a. A fcem a partir da potência mecânica desenvolvida na armadura.
b. A fcem a partir das quedas de tensão no circuito da armadura.
c. Considere as discrepâncias entre (a) e (b).

4-11. Um motor-shunt de 220 V tem uma velocidade de 1.200 rpm, uma resistência de armadura de 0,2 Ω e uma queda nas escovas de 4 V. O motor absorve uma corrente de armadura de 20 A quando ligado a uma fonte de tensão nominal para uma dada carga. À medida que a carga mecânica é aumentada, o fluxo polar aumenta de 15%, aumentando a corrente medida na armadura para 45 A. Calcule:
a. A fcem para uma carga de 20 A.
b. A fcem para uma carga de 45 A.
c. Velocidade para uma carga de 45 A.

d. Os HP internos desenvolvidos pela armadura para cargas de 20 e 45 A, respectivamente.

4-12. Um motor-shunt, 50 HP, 230 V possui uma queda nas escovas de 5 V e uma resistência na armadura de 0,05 Ω. A resistência do circuito de campo é de 115 Ω. Sem a carga, o motor absorve 12 A numa velocidade de 1.300 rpm. Calcule:
a. Velocidade do motor com corrente de linha nominal (V. Apêndice — Tabela A-3 e corrija a corrente de linha de acordo).
b. Velocidade do motor com uma corrente de armadura igual à metade da nominal.
c. Regulação da velocidade.
d. Potência mecânica desenvolvida pela armadura com carga nominal e HP nominais na saída.
e. Compare os HP computados a plena carga com os HP nominais (50 HP) e considere as diferenças.

4-13. Usando os HP desenvolvidos a plena carga e computados no Problema 4-12, calcule:
a. O torque desenvolvido em lb-pé.
b. Os HP e torque a meia carga, usando quaisquer dados do Problema 4-12.
c. Os HP e torque na situação a vazio, usando quaisquer dados do Problema 4-12.
d. Tabule os seguintes parâmetros para as condições de plena carga, metade de carga e a vazio: velocidade, HP e torque desenvolvido pela armadura. Leve em consideração diferenças na variação entre estes parâmetros.

4-14. Um motor-shunt tem resistência de campo-shunt de 600 Ω, resistência do circuito da armadura de 0,1 Ω e queda de tensão nas escovas de 5 V. Os valores nominais de placa do motor são 600 V, 1.200 rpm, 100 HP; a eficiência a plena carga é de 90%. Para estes valores nominais, calcule:
a. Corrente de linha do motor.
b. Corrente de linha do motor a partir dos dados do Apêndice-Tabela 4-3. Considere as diferenças.
c. Ache a corrente de campo e de armadura usando a corrente de linha computada em (a).
d. A fcem na velocidade nominal.
e. Potência interna e torque interno desenvolvidos.
f. Torque de saída.
g. Relação entre o torque de saída e o interno (compare com a eficiência e considere as diferenças).

4-15. Calcule a velocidade do motor para metade dos HP nominais de saída, se a eficiência no Problema 4-14 é 85% nesta situação.

4-16. Um motor-série de 10 HP, 240 V, tem uma corrente de linha de 38 A e uma velocidade nominal de 600 rpm. O circuito da armadura e a resistência do campo-série, respectivamente, são 0,4 e 0,2 Ω. A queda de tensão nas escovas é 5 V. Presuma que o motor está operando na porção linear da sua curva de saturação com corrente da armadura menor que a nominal. Calcule:
a. Velocidade quando a corrente de carga cai para 20 A, para metade da carga nominal.
b. A velocidade a vazio quando a corrente de linha é 1 A.
c. A velocidade para carga nominal de 150% quando a corrente de linha é 60 A e o fluxo do campo-série é 125% do fluxo a plena carga devido à saturação.

4-17. Repita o Problema 4-6 usando um resistor de drenagem de 0,2 Ω em paralelo com o campo-série. Tabule os resultados dos Problemas 4-16 e 4-17 para uma referência rápida e comparação com e sem resistor de drenagem, a vazio, a 50%, 100% e 150% da carga nominal. Considere os efeitos do resistor. (Primeiro compute a velocidade a plena carga, usando o resistor de drenagem.)

4-18. Um motor-série 15 HP, 240 V, 500 rpm desenvolve um torque interno de 170 lb-pé para uma corrente nominal de 55 A na velocidade nominal. Considere a curva de sa-

turação como uma linha reta para correntes abaixo da carga nominal e calcule os torques internos quando a corrente da armadura cai para

a. 40 A
b. 25 A
c. 10 A
d. Calcule o torque interno para 125% da carga nominal se o aumento na corrente da armadura causa um acréscimo de 60% no fluxo do campo-série.

4-19. Dadas as seguintes medidas, para o motor do Problema 4-18: resistência da armadura 0,25 Ω, resistência do campo-série 0,1 Ω, queda de tensão nas escovas 3V. Calcule para cada um dos valores de carga dados no Problema 4-18:

a. A velocidade do motor (para cada carga).
b. HP internos desenvolvidos para cada carga.
c. Para correntes de carga de 10, 25, 40, 55 e 68, 75 A, *tabule* numa forma sumária o torque interno, a velocidade e os HP internos computados nos Problemas 4-18 e 4-19.
d. Como HP é o produto de torque e velocidade, explique por que os HP de saída e os HP desenvolvidos internamente *aumentam* com o acréscimo da corrente de carga, a despeito das elevadas velocidades a vazio e com cargas leves.
e. Explique a discrepância entre HP desenvolvidos internamente para carga nominal e os HP nominais de saída (15 HP).

4-20. Um motor-shunt CC de 10 HP, 1.800 rpm, 120 V possui uma resistência no circuito da armadura de 0,05 Ω e uma resistência no circuito de campo-shunt de 60 Ω. A queda de tensão nas escovas é 2 V. Calcule:

a. A corrente de linha se o motor fosse conectado diretamente através de uma fonte de 120 V sem a proteção de resistência de partida na armadura.
b. A resistência do resistor de partida que limitará a corrente a uma sobrecarga de 50% da corrente da armadura do motor (Apêndice-Tabela A-3) no instante de partida (fcem nula).
c. A fcem para plena carga.
d. Três tapes do resistor de partida, se cada passo deve ser limitado a 1/4, 1/2 e 3/4 da fcem e velocidade a plena carga, respectivamente (suponha que cada passo na corrente da armadura aumenta até um máximo de 1,5 vezes a corrente nominal e deve ser limitado àquele valor pelo resistor).
e. A velocidade para cada um dos valores acima.
f. Tabule os saltos de resistência contra velocidade de aceleração, desde zero até a carga nominal computada acima.

4-21. Um motor-série CC 25 HP, 600 rpm, 240 V, possui uma corrente de linha nominal de 89 A, resistência de armadura de 0,08 Ω, resistência de campo-série de 0,02 Ω e queda de tensão nas escovas de 4 V. Deseja-se que o torque de partida do motor seja 225% do torque nominal. Calcule:

a. A resistência do primeiro passo do resistor de aceleração (presumindo uma curva de saturação linear, na qual o fluxo do campo-série é proporcional à corrente do campo-série).
b. A velocidade nominal do motor, se a resistência de partida (computada acima) é inserida em série com a armadura quando o motor está girando.

RESPOSTAS

4-1(a) 5,18 lb/condutor (b) 311 lb (c) 233 lb-pé 4-2(a) 3.140 condutores (b) 15,05 lb (c) 4.680 lb 2.730 lb-pé 4-3 2.400 lb-pé 4-5 2.740 lb-pé 4-6 1.500 lb-pé 4-7(a) 84,5 lb-pé (b) 28,17 lb-pé 4-8(a) 207 V (b) 8.280 W (c) 11,1 HP 4-9(a) 50 A (b) 5 V 4-10(a) 111,8 V (b) 111,9 V (c) 111,9 V 4-11(a) 212 V (b) 207 V (c) 1.020 rpm (d) 5,675 HP 12,48 HP 4-12(a) 1.250 rpm (b) 1.275 rpm (c) 4% (d) 51,6 HP 4-13(a) 216,2 lb-pé (b) 26,4 HP 109 lb-pé (c) 3,01 HP 12,2 lb-pé 4-14(a) 138 A (b) 136,5A (c) 137 A (d) 581,3 V (e) 466 lb-pé (f) 437,5 lb-pé (g) 0,9 4-15 1.191 rpm 4-16(a) 1.200 rpm (b) 25,185 rpm (c) 450 rpm 4-17(a) 2.420 rpm (b) 50.400 rpm (c) 735 rpm 4-18(a) 90 lb-pé (b) 35,2 lb-pé (c) 5,62 lb-pé (d) 244 lb-pé 4-19(a) 705, 1.152, 2.720 e 432 rpm (b) 16,2, 12,1, 7,73, 2,91, 20,1 lb-pé 4-20(a) 2.402 A (b) 1,012 Ω (c) 114,3 V (d) 0,756 Ω, 0,498 Ω, 0,141 Ω (e) 4,50, 900 e 1.350 rpm 4-21(a) 1,665 Ω (b) 209 rpm.

CINCO

reação da armadura e comutação nas máquinas elétricas

5-1. GENERALIDADES

A ênfase usada na apresentação deste volume é de que todos os tipos de geradores e motores têm muito em comum, seja motor ou gerador, quer de CC ou CA. Talvez a mais dramática evidência disso seja o fato de que uma única máquina elétrica pode ser construída para operar como gerador ou motor, CC ou CA.[1] Este princípio unificador foi acentuado no Cap. 1, Fundamentos de Eletromecânica, e no Cap. 2, Construção de Máquinas Elétricas e Enrolamentos, onde foi mostrado que as únicas modificações necessárias para mudar a operação de uma máquina elétrica de CC para CA estão nas conexões externas dos enrolamentos e no uso

[1]Primeiramente descrita por Brown, Kusko e White, como "Um novo programa educacional em conversão de energia", *Electrical Engineering,* Fev. 1956, p. 180-5. Outros artigos, descrevendo esta máquina e seu uso em laboratório, para ensino, são: (a) D. C. White e A. Kusko, "Uma tentativa de aproximação unificada ao ensino da conversão eletromecânica de energia", *Electrical Engineering,* Nov. 1956, p. 1028-33; e (b) D. C. White e H. H. Woodson, "Um novo laboratório para a conversão eletromecânica de energia", *Transactions* AIEE 1957, Paper 57-603.

de um comutador ou anéis coletores.[2] No espírito deste princípio, a reação da armadura será discutida do ponto de vista de aplicação a todas as máquinas, seguida pela comutação quando se aplica às máquinas de comutador CC e CA.

5-2. CAMPO MAGNÉTICO PRODUZIDO PELA CORRENTE DA ARMADURA

Todas as armaduras, quer rotativas ou estacionárias, carregam corrente CA.[2] Em máquinas de grande capacidade, a corrente nos condutores da armadura é apreciável. Em todas as máquinas, os condutores da armadura estão engastados em ranhuras no núcleo de ferro da armadura, onde eles produzem um fluxo ou fmm em proporção à quantidade de corrente que carregam. Em ambos os geradores, CC ou CA, o movimento relativo é produzido entre os condutores e o campo magnético de tal modo que o sentido da fem e da corrente induzida nos condutores que estão sob um dado pólo é *oposta* à dos condutores que permanecem sob um pólo *oposto*. O mesmo vale para motores CA e CC a fim de produzir rotação contínua no mesmo sentido. A corrente que flui nos condutores da armadura (como resultado da tensão aplicada ao motor) deve ser *invertida* à medida que o condutor se move sob um pólo de polaridade *oposta*. No caso do motor de CC, isto é cumprido pelo comutador, que converte a CC aplicada às escovas em CA nos condutores da armadura. No caso do motor CA, isto é conseguido pela tensão sinusoidal aplicada.

A armadura de uma máquina *universal* de dois pólos é mostrada na Fig. 5-1a, na qual é mostrada a fmm produzida pelo sentido instantâneo do fluxo de corrente nos condutores da armadura. Cada condutor conectado em série, que carrega corrente, produz a mesma fmm sob a superfície de um dado pólo e uma fmm de

(a) Fmm produzida pelos condutores da armadura com corrente.

(b) Núcleo de ferro equivalente do eletromagneto.

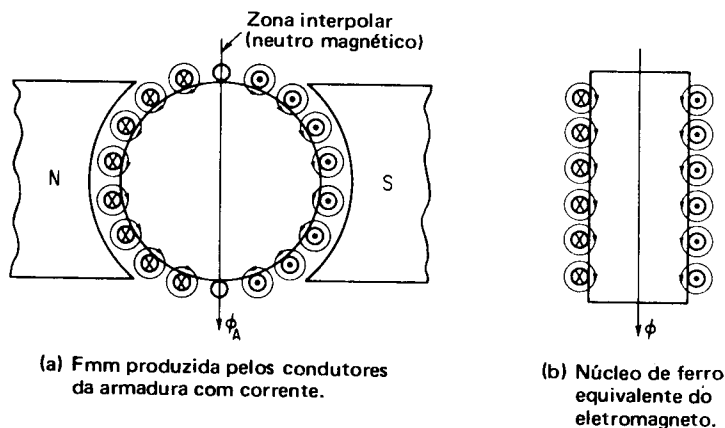



Fig. 5-1 — Fluxo na armadura de máquinas universais.

[2]A única exceção a este princípio, estranhamente suficiente, e o primeiro gerador descoberto por Faraday, a máquina homopolar (V. nota de rodapé, Seç. 1-11), e os geradores MHD (magneto-hidrodinâmicos) baseados neste princípio (Seç. 11-4).

polaridade oposta sob um pólo oposto. O efeito resultante das fmm individuais é a produção de um fluxo resultante na armadura no sentido mostrado na figura. O fluxo da armadura é análogo ao produzido no magneto de núcleo de ferro equivalente, mostrado na Fig. 5-16, e o sentido do campo magnético está em acordo com a regra de saca-rolhas, da mão direita.

O fluxo resultante na armadura produzido na Figura 5-1a cai na assim chamada *zona interpolar* ou *neutro magnético,* entre os pólos, *perpendicular* ao fluxo polar principal. Se os pólos de campo da Fig. 5-1a são girados no sentido horário, o neutro magnético desloca-se no sentido dos ponteiros do relógio de um mesmo grau, já que, por definição, ele é *sempre perpendicular* ao campo magnético.

5-3. EFEITO DO FLUXO DA ARMADURA NO FLUXO POLAR

Há, naturalmente, duas fmm primárias e dois fluxos operando na máquina mostrada na Fig. 5-1a.[3] Um é o fluxo da armadura, discutido acima, e o outro é o fluxo de campo ou polar produzido pelos enrolamentos de campo em torno dos pólos N e S da máquina bipolar. A *interação* dos dois fluxos é mostrada na Fig. 5-2a. O fluxo da armadura é mostrado na Fig. 5-2a com seu fasor do campo magnético resultante, ϕ_a, produzido pela fmm da armadura (N_aI_a). O fluxo de campo principal é mostrado na Fig. 5-2b com seu fasor ϕ_f, produzido pela fmm polar (N_fI_f). A soma fasorial das duas fmm é mostrada na Fig. 5-2c com um fluxo resultante, ϕ_r. Note-se que nesta figura, o fluxo de campo que entra na arma-

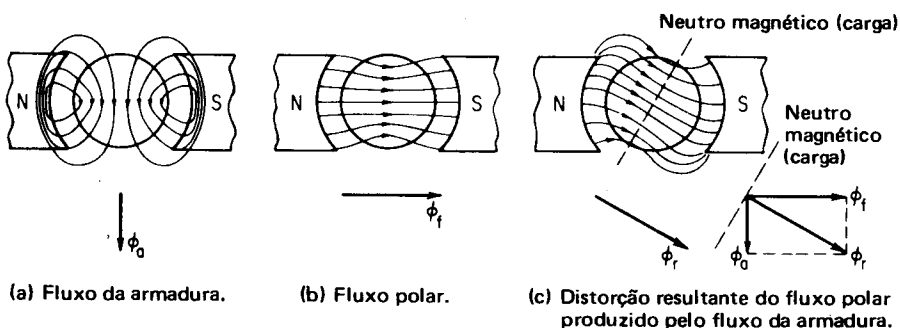



Fig. 5-2 — Interação do fluxo polar e da armadura para deslocar o neutro magnético.

dura não está apenas *deslocado,* mas também *torcido.* O deslocamento fez com que o neutro magnético fosse deslocado no *sentido horário* (mas ainda perpendicular ao fluxo polar resultante). A distorção mostrada na Fig. 5-2c produziu concentração do fluxo (aumento da densidade do fluxo) numa extremidade do pólo e uma redução do fluxo (decréscimo da densidade do fluxo) na outra extremidade do mesmo pólo.

[3]Isto resulta do conceito de que praticamente todas as máquinas elétricas são duplamente excitadas, que diferem apenas na natureza de sua excitação.

O diagrama fasorial da Fig. 5-2c pode dar a impressão de que o fluxo resultante, ϕ_r, é agora maior do que o fluxo original de campo, ϕ_f, tendo sido aumentado pelo fluxo perpendicular da armadura, ϕ_a. Isto não é verdade, contudo, devido ao efeito de saturação de uma das extremidades de cada pólo. Presumindo que os pólos fossem normalmente saturados, o efeito do deslocamento da linha neutra (neutro magnético) é de criar um caminho de *maior* relutância ao fluxo resultante ϕ_r, e de aumentar a saturação de parte de cada pólo. O efeito resultante da reação da armadura é, portanto, duplo: (1) uma *distorção* do fluxo de campo principal, no qual o fluxo mútuo no entreferro não é mais uniformemente distribuído sob os pólos e o plano neutro está deslocada; e (2) uma *redução* do fluxo principal de campo.[4]

Uma máquina multipolar universal é mostrada na Fig. 5-3, onde os condutores da armadura são mostrados movendo-se com respeito ao campo magnético, ou vice-versa. A direção da corrente nos condutores da armadura apresentados é a mesma da Fig. 5-1. A Fig. 5-3a mostra a distribuição do fluxo produzido pelo fluxo polar ϕ_f sob os pólos N e S, respectivamente. O fluxo da armadura, ϕ_a, produzido pelos condutores da armadura que carregam corrente é mostrado na Fig. 5-3b. Note-se que o fluxo da armadura é um máximo nos planos da linha magnética neutra e que este máximo é deslocado do fluxo polar de 90°. Por esta razão, o fluxo da armadura é, algumas vezes, chamado de fluxo em *quadratura*

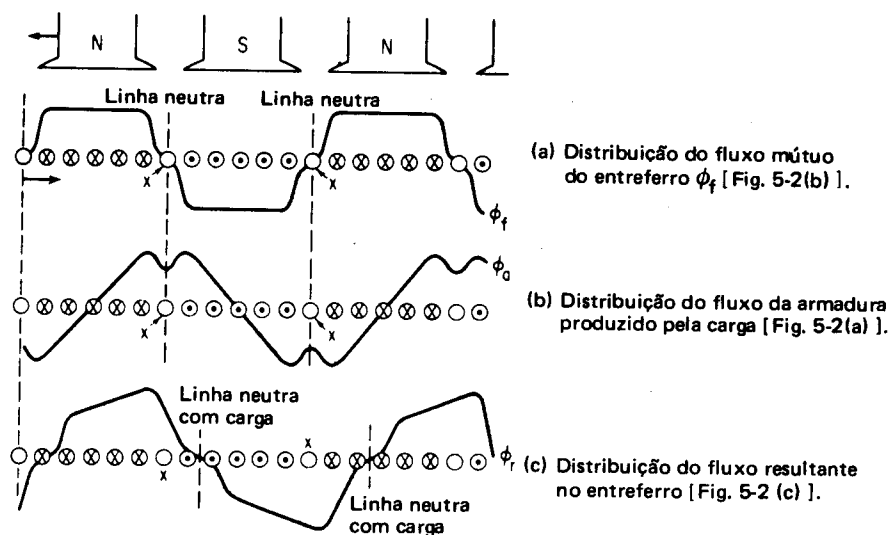



Fig. 5-3 — Distorção do fluxo no entreferro em máquinas multipolares.

[4]A redução no fluxo polar é responsável, em parte, pela queda de tensão de um gerador (Seç. 3-13) com o aumento de carga, e pelo aumento da velocidade de um motor (Seç. 4-14) com o aumento de carga.

ou fluxo *magnetizante transversal.*[5] Esta terminologia pode ser verificada também na Fig. 5-2, onde o fluxo da armadura está em ângulo reto e magnetiza transversalmente o fluxo polar. A soma gráfica das duas formas de onda é mostrada na Fig. 5-3c, onde a distorção da forma de onda do campo resultante é evidente. A aparência da onda (quase) quadrada da distribuição de fluxo principal de campo, mostrada na Fig. 5-3a, foi distorcida pela aparência de onda (quase) triangular do fluxo da armadura para produzir uma distribuição de fluxo que não é mais uniforme sob os pólos. Ao contrário, tende a se amontoar no lado direito de cada pólo. Como este aumento da saturação ou da densidade de fluxo no lado direito de cada pólo é produzido apenas pelo sentido da corrente da armadura, é independente: (1) do sentido de rotação, (2) quer a máquina seja um motor ou um gerador, e (3) quer a máquina seja CA ou CC.

Uma análise harmônica[6] das formas de onda deveria também indicar uma redução ou *efeito subtrativo* mesmo, produzido pelo fluxo da armadura sobre o fluxo principal de campo, ignorando os efeitos de saturação. Esta mesma forma de onda do fluxo resultante, ϕ_r, pode ser demonstrada no laboratório, usando

[5]Os estudantes ocasionalmente levantam a seguinte questão, particularmente com relação às máquinas CA (se bem que se aplique igualmente às máquinas de CC): "Se flui CA na armadura, por que não existe qualquer ação transformadora desenvolvida, especialmente em vista dos circuitos de ferro fechados tanto da armadura como do campo?"

A resposta a esta pergunta é uma verificação da relação de quadratura entre os campos do estator e do rotor. O mero fato de que estes campos *estão* em quadratura no espaço implica em pouco ou nenhum acoplamento entre os circuitos de campo e armadura quando circula CA num deles ou em ambos. Com efeito, não há fluxo mútuo e isto se verifica continuadamente na operação real da máquina. Se, de fato, existisse acoplamento entre os dois circuitos (V. Transformadores, Cap. 13), cada vez que ocorresse uma variação na corrente da armadura de um gerador ou de um motor CC devida à carga, ela produziria uma variação na corrente do circuito de campo. Isto não ocorre. quer nas máquinas CC quer nas máquinas síncronas CA. *Ocorre,* contudo, nas máquinas *assíncronas* monofásicas e polifásicas (tipo de indução), pela simples razão de que os fluxos do rotor e do estator *não* estão em quadratura. E é precisamente por esta razão que a teoria dos transformadores é, às vezes, empregada na explicação da operação de motores monofásicos e polifásicos (V. Caps. 9 e 10).

[6]Uma análise harmônica completa está além do objetivo deste texto. Para nossos propósitos aqui, pode-se admitir que a curva de ϕ_f é uma onda quadrada e aquela de ϕ_a é uma onda triangular, deslocada de 90° com relação à onda quadrada. A equação para ϕ_f é da forma de uma onda quadrada

$$\phi_f = \phi_m \text{ sen } \omega t + \frac{\phi_m}{3} \text{ sen } 3\,\omega t + \frac{\phi_m}{5} \text{ sen } 5\,\omega t, \text{ etc.}$$

A equação para ϕ_a é da forma de onda triangular

$$\phi_a = \phi_m \text{ sen } (\omega t + 90°) - \frac{\phi_m}{9} \text{ sen } (3\,\omega t + 90°) - \frac{\phi_m}{25} \text{ sen } (5\,\omega t + 90°), \text{ etc}$$

Como ambas as formas de onda contêm apenas harmônicas ímpares, a forma de onda resultante deve conter harmônicas ímpares. O fato de que a onda resultante exibe uma "imagem espelho" simétrica indica a ausência de harmônicas pares. O fato de que a forma de onda resultante não exibe simetria ao longo do eixo Z é uma indicação da presença de harmônicas ímpares não maiores do que 0 ou 180° com relação à fundamental (obviamente, devido ao deslocamento de 90° do fluxo da armadura com relação ao fluxo polar). Como os termos harmônicos negativos em ϕ_a são subtraídos dos termos harmônicos positivos de ϕ_f, o fluxo resultante, ϕ_r, é diminuído.

um gerador especial contendo uma bobina exploradora na armadura, cujos terminais tenham sido levados a anéis coletores. A natureza da tensão induzida nesta bobina sob carga pode ser vista num osciloscópio. Medidas de laboratório indicam que a redução no fluxo mútuo total no entreferro é aproximadamente de um a cinco por cento, desde a vazio até a plena carga, como resultado da reação da armadura.

5-4. DESLOCAMENTO DA LINHA NEUTRA EM GERADORES COM RELAÇÃO A MOTORES

O deslocamento da linha neutra com carga, como mostra a Fig. 5-3c, a partir da linha neutra original mostrada nas Figs. 5-1, 5-2 e 5-3a e b, pode ter um sério efeito na operação de geradores CC e motores CC. No caso de um gerador de CC, por exemplo, a bobina cujos condutores são marcados *x-x* está originalmente na linha neutra (Fig. 5-3) e, assim, *não* está sofrendo variação no fluxo concatenado. Como resultado, esta bobina está normalmente sendo curto-circuitada pelas escovas. Na Fig. 5-3c, contudo, se as escovas permanecem na linha neutra original, a bobina que está sendo comutada (curto-circuitada) está sofrendo a *maior* variação no fluxo concatenado em comparação com qualquer outra bobina sob o pólo. Se os condutores cortam o fluxo enquanto estão sendo curto-circuitados pelas escovas, a tensão induzida nos condutores pode ser suficiente para produzir uma corrente circulante intensa e centelhamento nas escovas, cada vez que uma nova bobina vem tomar o lugar da bobina *x-x*. Além disso, desde que as escovas de um gerador CC foram colocadas [Seç. 2-11, Fig. 2-9a] num ponto de mínimo fluxo na bobina, mas máximo caminho para a tensão, é óbvio que elas devem ser deslocadas (para nova linha neutra, para obter máxima tensão); mas em que sentido? Desde que o sentido de rotação não foi indicado na discussão acima, surge a questão de quanto as escovas devem ser deslocadas para um motor ou um gerador, em função do sentido de rotação.

Um gerador CC é representado na Fig. 5-4a, no qual os condutores da armadura giram no sentido horário devido à máquina primária. Usando a regra da mão direita, o sentido da fem induzida nos condutores da armadura é como se mostra.

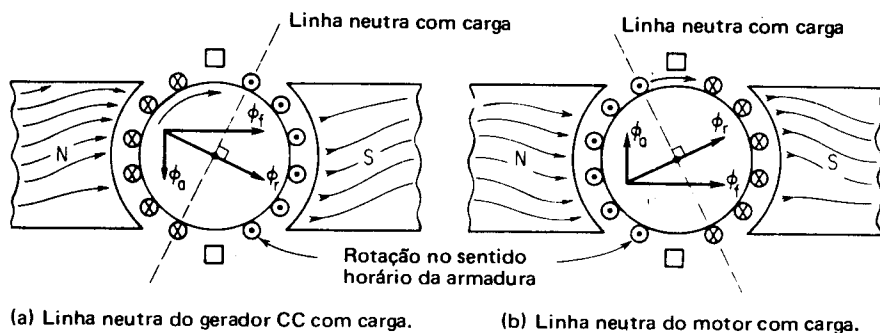



Fig. 5-4 — Comparação do deslocamento da linha neutra com carga para gerador e motor, mesma direção de rotação.

Sob carga, a fmm da armadura produzirá um fluxo resultante, como se mostra, e a linha neutra com carga será deslocada também no sentido horário, *no sentido* de rotação indicado na figura.

Um motor CC é representado na Fig. 5-4b e a direção da corrente produzida pela tensão nos condutores da armadura é projetada para produzir sentido de rotação horário (regra da mão esquerda). O fluxo da armadura produzido por estes condutores da armadura (regra da espiral, da mão direita) produzirá um efeito tal no fluxo polar que o fluxo resultante e sua perpendicular linha neutra com carga são deslocados no *sentido* anti-horário ou *oposto ao sentido de rotação*, como se mostra na Fig. 5-4b. Note-se também que, no caso do *gerador*, o fluxo está sempre se amontoando na *extremidade do pólo traseira* (ou seja, a extremidade do pólo encontrada por último por um condutor numa armadura móvel) enquanto que para *um motor*, a densidade de fluxo é maior na *extremidade dianteira do pólo.*

Nós agora estamos frente a um dilema. Se uma máquina CC é operada como um *gerador*, é necessário *avançar* as escovas no sentido de rotação se a carga for aumentada. Se ela é para ser operada como um *motor*, é necessário mover as escovas *contra* o sentido de rotação, à medida que a carga for aumentada. O fabricante está bem consciente de que o cliente pode usar uma dada máquina CC quer para uma aplicação como motor quer como gerador. O cliente, ademais, não está inclinado a se incomodar com detalhes para o deslocamento da linha neutra das escovas.

5-5. COMPENSAÇÃO PARA A REAÇÃO DA ARMADURA EM MÁQUINAS DE CC

É óbvio que não se pode manter uma posição numa máquina e deslocar as escovas de acordo com variações de carga e aplicações (como motor ou gerador). É necessário algum método *automático*, no qual os efeitos da reação da armadura sejam compensados, ou os fatores que a causam sejam neutralizados. Alguns dos vários métodos de compensação para os efeitos da reação da armadura são discutidos abaixo.

5-5.1 EXTREMIDADES DE PÓLOS COM ALTA RELUTÂNCIA

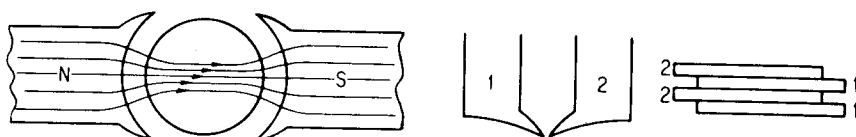
Como se mostra na Fig. 5-4, a densidade de fluxo aumenta na extremidade do pólo antecedente para um gerador, e na extremidade seguinte do pólo para um motor, respectivamente. Em cada caso, esta concentração de fluxo resulta num deslocamento da linha neutra magnética à medida que o fluxo penetra na armadura. Se se pudesse impedir a concentração da densidade de fluxo numa extremidade qualquer do pólo, poder-se-ia solucionar a situação, porque o fluxo entraria na armadura sem deslocar a linha neutra. Esta técnica é mostrada na Fig. 5-5a, onde o centro do pólo está mais próximo da circunferência periférica da armadura do que as extremidades polares. Neste método, a superfície circunferencial arredondada da sapata polar não é concêntrica com a circunferência da superfície da armadura (a primeira é maior que a última). A maior relutância nas extremidades,

(a) Extremidades polares de alta relutância. (b) Lâminas polares chanfradas.

Fig. 5-5 — Uso de laminações chanfradas para contrabalançar os efeitos da reação da armadura.

devido ao maior entreferro, força o fluxo de campo a ser confinado no centro de cada um dos núcleos polares.

Um resultado similar é também conseguido como se mostra na Fig. 5-5b, onde, na montagem das lâminas dos pólos, as mesmas lâminas golpeadas são alternativamente invertidas. O efeito é de produzir uma seção transversal, como se mostra, na qual o centro do núcleo polar tem mais ferro que as extremidades precedentes ou seguintes dos pólos e, assim, menos relutância no centro. Isto produz um efeito similar ao mostrado na Fig. 5-5a, impedindo que o fluxo principal de campo e a linha neutra sejam deslocados.

5-5.2 REDUÇÃO NO FLUXO DA ARMADURA

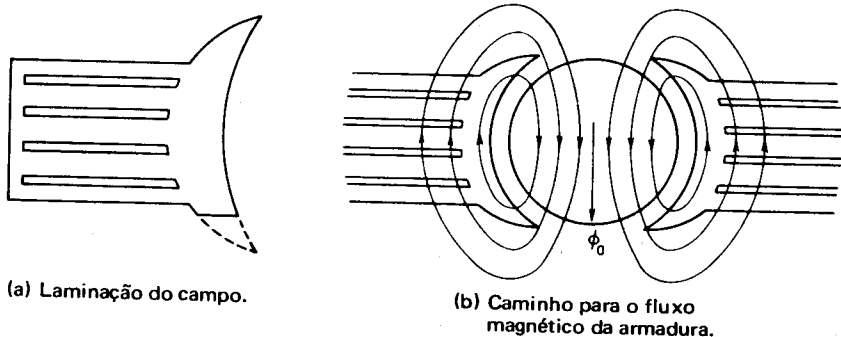
Uma outra técnica construtiva é tentar uma redução no fluxo da armadura, sem reduzir efetivamente o fluxo de campo principal. O método empregado aqui é criar uma alta relutância em quadratura para o fluxo da armadura, *magnetizante transversal*, sem afetar o caminho do fluxo principal de campo. O uso de laminações polares, perfuradas e ranhuradas, como se mostra na Fig. 5-6, introduz vários entreferros no caminho magnético do fluxo da armadura, sem afetar materialmente o caminho do fluxo polar. Assim, o fluxo da armadura é reduzido consideravelmente, mas o fluxo polar permanece substancialmente o mesmo. Chanfrando as lâminas do campo, como se mostra na Fig. 5-6a, a combinação dos dois métodos descritos acima pode ser usada mais efetivamente e sem despesas, já que requer apenas uma matriz um pouco mais complexa para a perfuração das lâminas do campo.

(a) Laminação do campo. (b) Caminho para o fluxo magnético da armadura.

Fig. 5-6 — Uso das lâminas ranhuradas para reduzir o fluxo e a reação da armadura.

5-5.3 ENROLAMENTO DE COMPENSAÇÃO

As duas técnicas mecânicas discutidas acima têm sua maior desvantagem no fato de não contrabalançarem os efeitos das elevadas correntes e fmm da armadura devidas a cargas pesadas. Em grandes máquinas de CC, mesmo as que têm extremidades de pólos chanfradas e laminações de campo ranhuradas, as elevadas correntes da armadura proporcionam fluxo magnético suficiente para produzir a distorção do fluxo no entreferro e conseqüente deslocamento da linha neutra. Em grandes máquinas, portanto, é empregado um método *elétrico*, no qual o fluxo da armadura é neutralizado ou contrabalançado por um enrolamento no circuito da armadura, cujo efeito varia com a corrente da armadura. O enrolamento é chamado, respectivamente, de *enrolamento de compensação*, enrolamento da face polar ou enrolamento Thomson-Ryan, segundo seus projetistas. Como se mostra na Fig. 5-7, o enrolamento é inserido em ranhuras na face da sapata polar estacionária. *Não* é necessário ter número de ranhuras ou condutores no enrolamento de compensação igual ao dos condutores na superfície da armadura. O fato importante é que o número de condutores em cada face polar vezes a corrente de linha da armadura deve ser igual ao número de condutores da armadura sob cada pólo vezes a corrente nos condutores da armadura por caminho. Esta equivalência em fmm é expressa por

$$Z_p I_l = Z_a I_a = \frac{Z_a I_l}{a} \tag{5-1}$$

onde Z_p é o número de condutores de face polar em cada pólo
Z_a é o número de condutores ativos da armadura sob cada pólo
a é o número de caminhos em paralelo na armadura
I_l é a corrente total ou de carga que entra na armadura
I_a é a corrente que cada condutor da armadura carrega.

Solucionando a equação acima para Z_p, o número de condutores de face polar, por pólo, obtemos

$$Z_p = \frac{Z_a}{a} \tag{5-2}$$

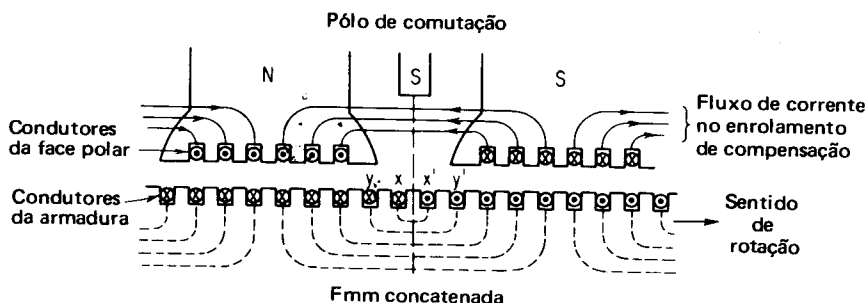



Fig. 5-7 — Uso do enrolamento de compensação para neutralizar a fmm da armadura.

Como dois condutores igualam uma espira, com efeito a Eq. (5-1) estabelece que a fmm da face polar $(N_p I_l)$ está contrabalançando a fmm dos condutores da armadura $(N_a I_a)$. O número dos condutores da face polar de compensação da armadura pode ser determinado a partir da Eq. (5-1) ou da (5-2).

EXEMPLO 5-1: Um enrolamento símplex imbricado de uma máquina CC tem 800 condutores na armadura, uma corrente nominal da armadura de 1.000 A e 10 pólos. Calcule o número de condutores na face polar, por pólo, para conseguir completa compensação da reação da armadura, se a superfície polar cobre 70% do passo.

Solução:

Usando a Eq. (5-1):

$$Z = \frac{800}{10} = 80 \text{ condutores/caminhos sob cada pólo}$$

Condutores ativos por pólo,

$Z_a = 80$ condutores/caminho $\times$ 0,7 = 56 condutores por pólo

Solucionando para Z_p na Eq. (5-1)

$Z_p \times 1.000$ A = 56 condutores $\times$ 1.000 A/10 caminhos =
= **5,6 ou 6 condutores por pólo**

Usando a Eq. 5-2, em lugar da Eq. (5-1):

$$Z_p = \frac{Z_a}{a} = \frac{56}{10} \cong 6 \text{ condutores por pólo}$$

como se mostra na Fig. 5-7.

EXEMPLO 5-2: Para a armadura dada no Exemplo 5-1, calcule:

a. Os ampère-condutores por pólo magnetizantes transversais e os ampère-espiras (Ae) por pólo, respectivamente, com as escovas colocadas na linha neutra geométrica.
b. Os Ae desmagnetizantes por pólo, se as escovas estão deslocadas de 5 graus elétricos da linha neutra geométrica.
c. Os Ae magnetizantes transversais por pólo, com as escovas deslocadas como em (b).

Solução:

a. Com as escovas na linha neutra geométrica, todo o efeito da reação da armadura é completamente magnetizante transversal.
Os ampère-condutores magnetizantes transversais por pólo são:

$$\frac{ZI_l}{Pa} = \frac{8.000}{10} \times \frac{1.000}{10} = \frac{80 \text{ condutores}}{\text{pólo}} \times \frac{100 \text{ A}}{\text{caminho}} =$$
$$= 800 \text{ A-condutores/pólo}$$

e, desde que há 2 condutores por espira, os Ae magnetizantes transversais por pólo são:

$$\frac{1 \text{ espira}}{2 \text{ condutores}} \times \frac{8.000 \text{ A-condutores}}{\text{pólo}} = \mathbf{4.000 \text{ Ae/pólo}}$$

b. Seja α = o número de graus elétricos de que as escovas são deslocadas. Então, o número total dos graus elétricos *desmagnetizantes* é 2α, enquanto que os graus elétricos magnetizantes transversais (remanescentes), $\beta = 180° - 2\alpha$. A *relação* entre os Ae desmagnetizantes e os magnetizantes transversais é sempre $2\alpha/\beta$.
A *fração* dos Ae desmagnetizantes por pólo é

$$\frac{2\alpha}{180°} \times \frac{N \text{ total} . I}{\text{pólo}} = \frac{5° \times 2}{180°} \times 4.000 \text{ Ae/pólo} = 22{,}2 \text{ Ae/pólo}$$

c. Desde que $\beta = 180° - 2\alpha = 180° - 10° = 170°$, os Ae magnetizantes transversais por pólo são:

$$\frac{\beta}{180°} \times \frac{N \text{ total} . I}{\text{pólo}} = \frac{170°}{180°} = 4.000 \text{ Ae/pólo} = 3.778 \text{ Ae/pólo}$$

A ação dos condutores colocados na superfície do pólo, como se mostra na Fig. 5-7, é no sentido de produzir uma fmm que seja igual e oposta à fmm da armadura. Com efeito, o enrolamento de compensação desmagnetiza ou *neutraliza* o fluxo da armadura produzido pelos condutores que ficam sob os pólos. Se a carga aumenta ou diminui, a corrente no circuito da armadura e no enrolamento de compensação variará em exata proporção à fmm da armadura, de modo que a última é (teoricamente) efetivamente neutralizada para todas as condições de carga.

Note-se na Fig. 5-7 que o enrolamento de compensação produz uma fmm igual e oposta à produzida pelos condutores da armadura *exceto na zona interpolar*. Assim, a fmm produzida pelos condutores yy'-xx' não é compensada pelos condutores da face polar. Será mostrado mais adiante (Seç. 5-7) que parte do fluxo produzido pelos interpolos é também útil na redução da reação da armadura na zona interpolar.

Finalmente, pelas razões dadas na Seç. 5-8, a compensação da reação da armadura é *apenas* confinada às máquinas CC. A reação da armadura *nunca* é compensada em máquinas CA, porque pode piorar o desempenho sob certas condições de carga e fator de potência. O leitor verificará que ambos, interpolos e enrolamentos de compensação (Seç. 5-7), são dispositivos usados para melhorar o desempenho apenas de (grandes) máquinas de CC.

5-6. O PROCESSO DE COMUTAÇÃO

Infelizmente, conquanto o enrolamento de compensação neutralize a fmm da armadura produzida por aqueles condutores que permanecem diretamente sob os pólos, ele não neutraliza a fmm produzida pelos condutores que ficam na região interpolar (x-x' e y-y' mostradas na Fig. 5-7). Estes condutores ainda produzem na armadura um fluxo magnetizante transversal que não é compensado. Os efeitos do centelhamento e do superaquecimento das escovas ainda serão apreciáveis em grandes máquinas, usando-se apenas enrolamentos de compensação nas faces polares. Estes efeitos são devidos: (1) aos condutores da armadura não compensados na região interpolar e (2) ao processo de comutação, em

si mesmo, o qual nós não consideraremos. Como se mostra na Fig. 5-7 para todas as máquinas, os condutores da armadura sob um dado pólo terão um sentido particular de corrente; e, à medida que os condutores movem-se sob um pólo oposto, o sentido da corrente é invertido. Todas as máquinas CC, bem como algumas máquinas CA, são equipadas com *comutadores.* O propósito do comutador e suas escovas associadas é: (1) no caso de um gerador, mudar a corrente alternada gerada para corrente contínua externa; ou, no caso de um motor, mudar a corrente contínua externa aplicada em corrente alternada, à medida que os condutores se movem alternativamente sob pólos opostos (para produzir rotação no mesmo sentido); e (2) para permitir a transferência de corrente entre uma armadura *móvel* e escovas *estacionárias.*

A transferência de corrente entre as bobinas, as barras do comutador e uma escova é mostrada na Fig. 5-8 para um gerador CC. Este gerador CC particular tem um enrolamento da armadura que produz dois caminhos [ou seja, um enrolamento imbricado símplex com dois pólos, ou um ondulado símplex com qualquer número par de pólos; V. Eqs. (2-4) e (2-5)]. As bobinas conectadas em série do caminho 1 e do caminho 2 carregam a fem induzida e a corrente solicitada pela

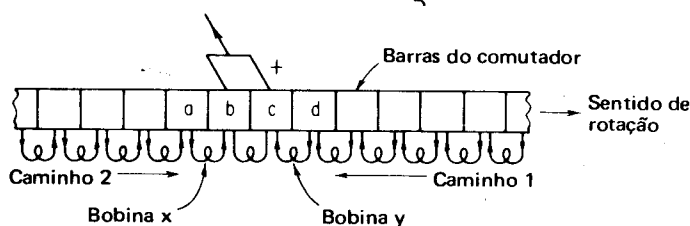



Fig. 5-8 — Caminhos da corrente num gerador CC.

carga para a escova positiva. Assim, as bobinas do caminho 2 carregam corrente que entra pela escova positiva na barra *b* do comutador, e as bobinas do caminho 1 carregam corrente no sentido oposto, que entra pela escova positiva na barra *c* do comutador. Como o desenho da Fig. 5-8 representa um processo dinâmico, é francamente evidente que, durante um curto intervalo de tempo, uma dada bobina no caminho 2 carregando corrente num dado sentido (depois experimentando comutação e passando pela escova), torna-se uma bobina específica conectada em série no caminho 1, carregando corrente no sentido oposto.

Vamos considerar o processo de comutação quando afeta uma bobina particular, bobina x, localizada no caminho 2, como se mostra na Fig. 5-8, que está sujeita a comutação. A bobina x na Fig. 5-8 está conectada às barras do comutador a e b carregando toda a fem induzida no caminho e a corrente de a para b, I_{a-b}.

A Fig. 5-9 é uma descrição gráfica incremental da bobina x experimentando comutação, e as variações da fem em cada instante de tempo são descritas abaixo:

Instante t_1: (Fig. 5-9a) A bobina x é agora a última bobina no circuito-série carregando toda a fem e corrente do caminho 2 para a escova positiva, e seu sentido de corrente é ainda I_{a-b}, como se indicou acima e também se mostra na Fig. 5-10 no tempo t_1.

Instante t_2: (Fig. 5-9b) A bobina x, cujos lados estão ainda experimentando alguma variação no fluxo concatenado nas extremidades (precedentes) de um pólo N e S, respectivamente, está sendo parcialmente curto-circuitada pela escova positiva, que provoca uma corrente circulante através da escova, barras a e b, e bobina x no sentido mostrado. A corrente vinda do caminho 2 começa a entrar na escova através da barra a, reduzindo a corrente do caminho na bobina x, como se mostra na Fig. 5-10.

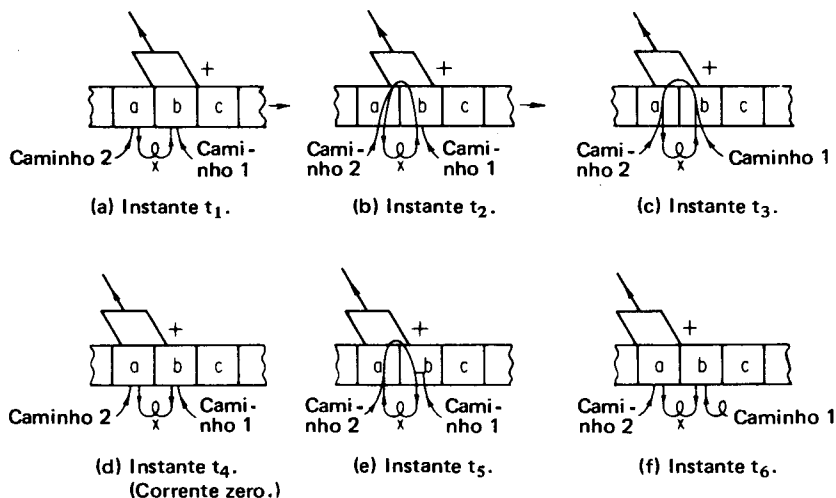



Fig. 5-9 — Variações na fem e na corrente numa bobina sob comutação.

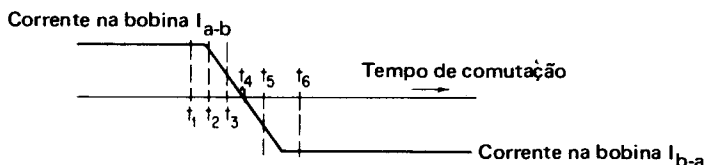



Fig. 5-10 — Inversão do sentido da corrente em qualquer bobina sob comutação.

Instante t_3: (Fig. 5-9c) A bobina x está sendo agora completamente curto-circuitada pela escova positiva. Devido ao curto-circuito no instante prévio, ela está ainda carregando alguma corrente (pois, de acordo com a lei de Lenz, é produzida uma fem de auto-indução que se opõe ao declínio da corrente na bobina), de acordo com a queda exponencial de corrente num circuito contendo resistência e indutância. A corrente que flui, portanto, tem ainda o mesmo sentido (mantido pela fem de auto-indução).

Instante t_4: (Fig. 5-9d) A corrente proveniente do caminho 2 está agora fluindo para a escova positiva através da barra a, e a corrente provinda do caminho 1 está fluindo para a escova positiva através da barra b. As fem dos caminhos são iguais e opostas na bobina

x; e, conseqüentemente, nenhuma corrente flui na bobina x. Note-se, contudo, que há menos resistência entre o comutador e a escova para a barra a do que para a barra b, como se mostra na Fig. 5-9d.

Instante t_5: (Fig. 5-9e) A resistência bastante elevada entre a barra b e a escova causará o fluxo de uma corrente, do caminho 1, através da bobina x e barra a até a escova positiva. Como a escova está ainda curto-circuitando as barras a e b, uma pequena corrente circulante será estabelecida na bobina x no sentido oposto, como se mostra na Fig. 5-9e e se indica na Fig. 5-10 no tempo t_5. Note-se que previamente a corrente na bobina x tinha sentido contrário ao dos ponteiros de um relógio, e agora a corrente de curto-circuito tem o sentido horário, ou seja, I_{b-a}.

Instante t_6: (Fig. 5-9f) A bobina x está agora carregando toda a corrente do caminho 1, I_{b-a}, no sentido oposto, como se mostra nas Fig. 5-9f e Fig. 5-10, e continuará assim até que alcance uma escova negativa. Na escova negativa, o mesmo processo é repetido, exceto que a corrente entra no comutador em vez de deixá-lo.

5-7. TENSÃO DE REATÂNCIA

Duas condições ocorreram no processo descrito acima, ambos os quais impedem uma comutação suave:

1. Foi criada uma fem de auto-indução que se opõe à súbita inversão de corrente na bobina, mostrada na Fig. 5-10. Uma vez que cada uma e qualquer bobina entra em comutação consecutiva e continuamente, esta tensão constante é chamada tensão de reatância, porque ela "reage" contra a inversão da corrente em cada bobina que está em comutação.
2. É uma corrente potencialmente elevada de curto-circuito desenvolvida devido à tensão existente nos lados da bobina que está sendo comutada durante os períodos t_2 a t_4, quando as resistências dos caminhos do curto-circuito são as mais baixas.

> Para um gerador CC, ambas as condições podem ser diminuídas um pouco pelo deslocamento do eixo das escovas *no sentido* de rotação da armadura, ou, para um motor CC, pelo giro do eixo das escovas *contra o sentido* de rotação da armadura.

Usando o gerador CC como exemplo, deslocando-se as escovas no sentido de rotação, ocorrerá a comutação, como se mostra na Fig. 5-8, na bobina y, ou seja, numa bobina na qual a tensão é gerada no sentido em que deve fluir a corrente invertida. Assim, as correntes circulantes no sentido anti-horário mantidas pela tensão de reatância e vistas na Fig. 5-9 serão invertidas e passarão mais rapidamente para o sentido horário.

Mas, o deslocamento das escovas, com efeito, é equivalente à *movimentação da linha neutra*. Como se mostra na Fig. 5-7, deslocando-se a linha neutra de carga no sentido de rotação, trar-se-ão os condutores x-x' sob um pólo S. Nós já observamos, contudo, que, desde que o deslocamento é *oposto* para a operação do gerador CC, em comparação com a do motor CC e, desde que o grau ou extensão do

deslocamento depende da corrente de *carga*, é requerida uma técnica elétrica similar à usada para a compensação da reação da armadura. Neste caso, a solução é interpor um pólo entre os pólos principais, cuja fmm também *varia com a carga*. Tal pólo, denominado de *interpolo* ou *pólo de comutação*, é mostrado na Fig. 5-7.

Na prática, bem como na teoria, o *enrolamento do interpolo* é projetado para ter *mais* Ae que os requeridos para gerar suficiente tensão naqueles condutores que permanecem na região interpolar, para conseguir uma inversão suave de corrente e eliminar os efeitos da tensão de reatância. Há duas razões para isto: (1) produzir a neutralização dos condutores da armadura que permanecem na região interpolar, que não são neutralizados pelo enrolamento de compensação (Seçs. 5-5, 6); e (2) a natureza complexa dos transitórios envolvidos no processo de comutação requer suposições, nas equações de projetos e cálculos, que não levam a uma determinação precisa do número de espiras requeridas para o interpolo. Fazendo o interpolo mais forte do que o necessário, pode ser usado experimentalmente um calço não-magnético (e magnético) entre a estrutura magnética principal da carcaça (na qual o interpolo é aparafusado), para providenciar a relutância exata para o caminho magnético do interpolo. São feitos ajustes até que se obtenham uma comutação suave e efetiva, e uma compensação interpolar da reação da armadura numa gama de carga.

Deve-se ressaltar que, quando ambos os enrolamentos, de compensação e de comutação, são empregados em série com a armadura e conectados ao circuito da armadura, como se mostra nas Figs. 3-1, 3-2 e 3-3, (1) *não* é necessário deslocar as escovas do plano da linha neutra sem carga, e (2) a máquina de CC operará como um motor ou um gerador igualmente bem, sem os efeitos adversos da reação da armadura ou dificuldades de comutação. Finalmente deve-se notar que o uso de enrolamentos de compensação e de comutação é peculiar primariamente a máquinas de CC, ou a algumas máquinas CA que empregam comutadores.

As máquinas síncronas e assíncronas CA não requerem comutadores; assim, não necessitam um enrolamento de comutação. Ademais, enquanto a reação da armadura ocorre em todas as máquinas, (pois a discussão acima sobre a reação da armadura foi baseada na máquina universal), nós veremos que, devido à possibilidade no adianto ou atraso da corrente com relação à tensão numa máquina CA, a reação da armadura pode produzir efeitos benéficos, bem como efeitos perniciosos, como será visto mais tarde. O resultado é que as máquinas síncronas e assíncronas de indução CA *nunca são compensadas* quer para a reação da armadura quer para a comutação.

5-8. REAÇÃO DA ARMADURA NA MÁQUINA CA

A distribuição do fluxo da armadura devido à corrente nos condutores da armadura, e a conseqüente distorção do fluxo no entreferro, mostrada na Fig. 5-3, aplica-se à máquina universal, mas com algumas restrições. No caso da máquina CA, a corrente nos condutores individuais da armadura (1) não é uniforme, mas varia sinusoidalmente, e (2) pode se adiantar ou atrasar com relação ao fluxo polar com fatores de potência em adianto ou em atraso. Como resultado, a forma

de onda vista na Fig. 5-3b pode ser deslocada para a direita ou para a esquerda com relação ao fluxo mútuo no entreferro mostrado na Fig. 5-3a.

A maneira pela qual várias condições do fator de potência da carga afetam a máquina CA pode ser determinada pela relação de fase entre a fem induzida e a corrente que flui nos condutores da armadura, como se mostra na Fig. 5-11. Os quatro conjuntos de condutores, que permanecem sob os campos polares, representam, com efeito, a faixa de condições que pode ocorrer num único conjunto de condutores da armadura (apresentados na Fig. 5-3) por causa da reação da armadura. O primeiro conjunto de condutores da armadura, mostrado na Fig. 5-11, representa a fem induzida nos condutores da armadura, como resultado do movimento relativo entre os pólos e a armadura de uma máquina CA. Esta fem pode ser ou a fem induzida E_g de um alternador CA, que produz a tensão terminal, ou a fcem (E_c) de um motor síncrono CA, que, em parte, serve para limitar a corrente da armadura, retirada da rede de alimentação, para produzir a ação motora. Esta fem induzida não é diferente da mostrada na Fig. 5-3 para a máquina universal e na Fig. 5-7 para a máquina CC. O fator de potência (para propósitos desta discussão) será definido como a relação de fase entre fem induzida nos condutores da armadura, E_g por fase, e a corrente da armadura que flui nos mesmos, I_a por fase, como resultado da ação geradora ou motora. O efeito do fator de potência sobre o fluxo de campo e a fem gerada será discutido abaixo para as condições extremas de variação do fator de potência, quer dizer o fator de potência unitário, fator de potência de atraso zero e fator de potência de avanço (adianto) zero.

5-8.1 FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO

Com fator de potência unitário, a corrente de fase na armadura CA está em fase com a tensão de fase induzida na armadura (como sucede na máquina CA). Isto é mostrado no segundo conjunto de condutores da armadura, na Fig. 5-11, onde as correntes instantâneas dos condutores se ajustam com as tensões instantâneas induzidas na armadura. A fmm da armadura produzida por estes condutores da armadura (pela regra da espiral, da mão direita) produzirá um fluxo magnetizante transversal. Este fluxo é máximo na região interpolar, e se atrasa do fluxo primário no entreferro de 90°.

Esta relação não é diferente da que se mostra na Fig. 5-2 e é a mesma da reação da armadura magnetizante transversal que ocorre numa máquina CC (uma vez

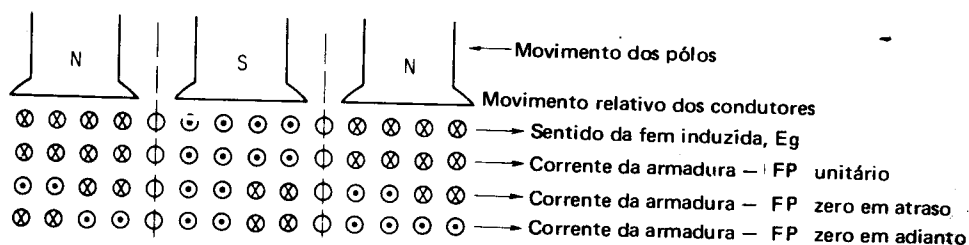



Fig. 5-11 — Deslocamento da corrente da armadura com relação ao fluxo de campo devido ao fator de potência nas máquinas CA.

que, num circuito CC, a corrente está sempre em fase com a tensão). O diagrama fasorial mostrando a relação entre o fluxo polar, ϕ_f, tomado como referência, e o fluxo e a corrente da armadura, magnetizantes transversais, em quadratura, ϕ_a e I_a, respectivamente, é mostrado na Fig. 5-12a.

Note-se que isto requer 90 graus elétricos para que o fluxo primário no entreferro, ϕ_f, produza a tensão CA gerada na armadura E_g e sua conseqüente corrente da armadura (em fase), I_a. O campo que circunda um condutor da armadura com corrente, além disto, depende diretamente da corrente naquele condutor, e o fluxo magnetizante transversal na armadura, ϕ_a, está sempre em fase com a corrente da armadura, I_a. Assim, um fluxo de reação da armadura CA (magnetizante transversal), ϕ_a, em atraso com o fluxo polar, ϕ_f, é estabelecido pela corrente da arma-

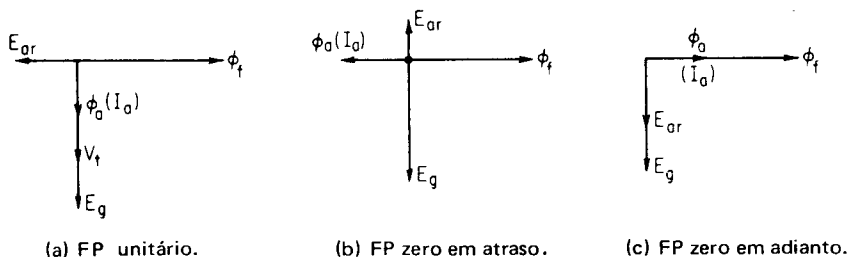



Fig. 5-12 — Diagramas fasoriais mostrando o efeito da reação da armadura para várias condições de fator de potência das máquinas CA.

dura CA na região interpolar. Este fluxo da armadura CA abraça os condutores da armadura e cria uma tensão induzida nos mesmos. Como se estabeleceu neste parágrafo, são requeridos 90° elétricos para um fluxo produzir tensão. Uma tensão devida à reação da armadura, E_{ar}, é produzida na armadura, portanto, a qual se atrasa de E_g, tensão gerada, de 90° para o fator de potência unitário, como se mostra na Fig. 5-12a. Será mostrado mais tarde que esta queda de tensão desempenha um papel na regulação de tensão dos alternadores síncronos CA (Cap. 6).

5-8.2 FATOR DE POTÊNCIA ZERO EM ATRASO

A um fator de potência zero em atraso, a corrente alternada na armadura por fase, I_a, se atrasa da tensão de fase induzida na armadura, E_g, de 90°, como se definiu acima. Como se mostra na Fig. 5-11, as correntes instantâneas nos condutores, produzidas pela corrente CA da armadura, criam uma fmm da armadura e um fluxo ϕ_a, o qual se opõe ao fluxo primário no entreferro, ϕ_f, (regra da mão direita).

Este efeito é mostrado no diagrama fasorial da Fig. 5-12b, onde o fluxo no entreferro induz a tensão E_g, em 90° elétricos, a corrente da armadura se atrasa de 90° elétricos em relação a E_g, e ϕ_a se opõe a ϕ_f. O fluxo da armadura com fator de potência zero em atraso é agora desmagnetizante e não magnetizante transversal como no fator de potência unitário. O fluxo ϕ_a da armadura abraça os

condutores da armadura para produzir uma tensão de reação da armadura, E_{ar}, a 90° elétricos. Note-se que, desde que o fluxo da armadura está deslocado do fluxo de campo de 180°, a tensão da reação da armadura, E_{ar}, está deslocada da tensão induzida, E_g, de 180°. A tensão E_{ar} *reduz* a tensão gerada, E_g, para o fator de potência zero em atraso, tendendo a produzir uma pobre regulação de tensão com a aplicação de carga.

5-8.3 FATOR DE POTÊNCIA ZERO EM ADIANTO

Com o fator de potência zero em adianto, a corrente da armadura CA por fase, I_a, adianta-se da tensão induzida por fase na armadura E_g de 90 graus elétricos, de acordo com a definição acima. Como se mostra na Fig. 5-11, as correntes instantâneas nos condutores, produzidas pela corrente da armadura CA, criam uma fmm na armadura e um fluxo ϕ_a, que auxilia o fluxo primário no entreferro, ϕ_f, (regra da mão direita).

Este efeito é mostrado no diagrama fasorial da Fig. 5-12c, onde o fluxo no entreferro induz a tensão E_g a 90° elétricos. A corrente da armadura I_a se adianta de E_g de 90° elétricos, e ϕ_a auxilia ϕ_f. O fluxo da armadura para fator de potência zero em adianto é *magnetizante* e não magnetizante transversal, como para o fator de potência unitário. O fluxo da armadura ϕ_a abraça os condutores da armadura para produzir uma tensão de reação da armadura E_{ar} a 90° elétricos. Note-se que a tensão devida à reação da armadura E_{ar} produzida está em fase com a tensão gerada E_g e, assim, tende a *aumentar* E_g, dessa forma melhorando a regulação de tensão do alternador síncrono CA.

5-9. SUMÁRIO DA REAÇÃO DA ARMADURA NAS MÁQUINAS ELÉTRICAS

Os efeitos da reação da armadura, discutidos neste capítulo, podem ser sumarizados como segue:

1. Nas máquinas CC e nas máquinas polifásicas e monofásicas CA com fator de potência unitário, onde a corrente de fase na armadura está em fase com a tensão induzida na armadura por fase, a reação da armadura é *magnetizante transversal*, e a tensão induzida pela reação da armadura se atrasa em relação à tensão gerada de 90° elétricos.
2. Nas máquinas polifásicas e monofásicas CA, com fator de potência zero em avanço, onde a corrente de fase na armadura *se atrasa* em relação à tensão induzida na armadura por fase de 90° elétricos, a reação da armadura é *desmagnetizante*, e a tensão induzida pela reação da armadura se atrasa em relação à tensão gerada de 180° elétricos.
3. Nas máquinas polifásicas e monofásicas CA, onde a corrente de fase na armadura se atrasa em relação à tensão induzida na armadura por fase de um ângulo *entre* zero e 90° elétricos, a reação da armadura é *parcialmente desmagnetizante* e *parcialmente magnetizante transversal*. Se θ representa o ângulo segundo o qual a corrente de fase se atrasa em relação à tensão induzida por fase na armadura, a componente desmagnetizante é sen θ e a componente magnetizante transversal é cos θ do fluxo da reação da armadura. Note-se que θ é igual a zero para o fator de potência unitário e igual a 90° para o fator de potência zero.

4. Nas máquinas polifásicas e monofásicas CA, para o fator de potência zero em avanço, onde a corrente de fase na armadura *se adianta* em relação à tensão induzida na armadura por fase de 90° elétricos, a reação da armadura é *magnetizante*, e a tensão induzida pela reação da armadura está em fase com a tensão gerada na armadura pelo fluxo no entreferro.
5. Nas máquinas polifásicas e monofásicas CA, onde a corrente de fase na armadura se adianta em relação à tensão induzida na armadura por fase segundo um ângulo entre zero e 90° elétricos, a reação da armadura é parcialmente magnetizante e parcialmente magnetizante transversal. Se θ representa o ângulo segundo o qual a corrente de fase se adianta em relação à tensão induzida na armadura, a componente magnetizante é sen θ e a componente transversal é cos θ do fluxo da reação da armadura. Note-se que θ é igual a 0° para o fator de potência unitário e igual a 90° para o fator de potência zero.
6. Os itens sumarizados estão sujeitos às seguintes restrições[7]:
   a. A reação da armadura em máquinas monofásicas é pulsante, enquanto que nas máquinas polifásicas e máquinas CC o fluxo da reação da armadura é constante.
   b. O fluxo resultante constante da reação da armadura é produzido como um resultado de cargas balanceadas trifásicas cujas correntes na armadura são iguais e deslocadas de 120° elétricos. Se as cargas são desbalanceadas, o ângulo θ acima não tem sentido, do mesmo modo que a distribuição das componentes magnetizantes, desmagnetizantes e magnetizantes transversais do fluxo da armadura.
7. A reação da armadura é compensada e seus efeitos são neutralizados apenas em algumas máquinas CC. Realmente, a reação da armadura é usada, como uma grande vantagem, no gerador de três escovas, no gerador Rosemberg, no amplidine, e em excitatrizes com campos múltiplos (V. Cap. 11).

BIBLIOGRAFIA

1. ALGER, P. L. *The nature of polyphase induction machines.* New York, Wiley & Sons, 1951.
2. BEWLEY, L. V. *Tensor analysis of electrical circuits and machines.* New York, Ronald Press. 1961.
3. CARR, C. C. *Electrical machinery.* New York, Wiley & Sons, 1958.
4. CROSNO, C. D. *Fundamentals of electromechanical conversion.* New York, Harcourt, Brace, Jovanovich, 1968.
5. DANIELS. *The performance of electrical machines.* New York, McGraw-Hill, 1968.
6. FITZGERALD, A. E. & KINGSLEY, JR. C. *The dynamics and statics of electromechanical energy conversion.* 2. ed. New York, McGraw-Hill, 1961.
7. FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, JR. C.; KUSKO, A. *Electric machinery.* 3. ed. New York, McGraw-Hill, 1971.
8. GEMLICH, D. K. & HAMMOND, S. B. *Electromechanical systems.* New York, McGraw-Hill, 1967.
9. HINDMARSH, J. *Electrical machines.* Elmsford, N. Y. Pergamon, 1965.
10. JONES, C. V. *The unified theory of electrical machines.* New York, Plenum, 1968.
11. KLOEFFLER, S. M.; KERCHNER, R. M.; BRENNEMAN, J. L. *Direct current machinery.* Rev. ed. New York, Macmillan, 1948.

---

[7]Para um estudo mais completo das diferenças entre a reação da armadura monofásica e polifásica, veja-se DAWES, *Electrical engineering*, New York, McGraw-Hill, 1948, Vol. II, Cap. 7 "Alternating currents".

12. KOENIG, H. E. & BLACKWELL, W. A. *Electromechanical system theory*. New York, McGraw-Hill, 1961.
13. LIWSCHITZ, M. M.; GARIK, M.; WHIPPLE, C. C. *Direct current machines*. 2. ed. Princeton, N. J., Van Nostrand, 1947.
14. MAJMUDAR, H. *Introduction to electrical machines*. Boston, Allyn and Bacon, 1969.
15. MEISEL, J. *Principles of electromechanical energy conversion*. New York, McGraw-Hill, 1966.
16. NASAR, S. A. *Electromagnetic energy conversion devices and systems*. Englewood Cliffs, N. J., Prentice-Hall, 1970.
17. O'KELLY & SIMMONS. *An introduction to generalized electrical machine theory*. New York, McGraw-Hill, 1968.
18. PUCHSTEIN, A. F. *The design of small direct current motors*. New York, Wiley/Interscience, 1961.
19. ROBERTSON, B. L. & BLACK, L. J. *Electric circuits and machines*. 2. ed. Princeton, N. J., Van Nostrand, 1957.
20. SCHMITZ, N. L. & NOVOTNY, D. W. *Introductory electromechanics*. New York, Ronald Press, 1965.
21. SEELY, S. *Electromechanical energy conversion*. New York, McGraw-Hill, 1962.
22. SELMON. *Magnetoelectric devices: transducers, transformers and machines*. New York, Wiley/Interscience, 1966.
23. SISKIND, C. S. *Direct-current machinery*. New York, McGraw-Hill, 1952.
24. SKILLING, H. H. *Electromechanics: a first course in electromechanical energy conversion*. New York. Wiley/Interscience, 1962.
25. THALER, G. J. & WILCOX, M. L. *Electric machines: dynamics and steady state*. New York, Wiley/Interscience, 1966.
26. WHITE, D. C. & WOODSON, H. H. *Electromechanical energy conversion*. New York, Wiley/Interscience, 1959.

QUESTÕES

5-1. Desenhe o corte de uma máquina de 4 pólos e mostre o sentido:
   a. da tensão induzida nos condutores da armadura sob cada pólo
   b. da corrente nos condutores da armadura sob carga
   c. do fluxo produzido pelos condutores na armadura.

5-2. a. O desenho acima (questão 5-1) é também aplicável a um motor CC? Explique.
   b. Que relação existe entre a direção da corrente nos condutores da armadura e a polaridade relativa do campo?

5-3. Desenhe um diagrama que mostre que, para cada par de polos, é produzido um fluxo resultante na armadura pelos condutores da armadura. Mostre a fmm que abraça a armadura com relação ao fluxo polar.
   a. Que relação no espaço existe entre o fluxo de campo e o fluxo da armadura?
   b. Por meio de um diagrama, mostre a interação entre o fluxo polar e o fluxo da armadura.
   c. Dê dois efeitos desta interação sobre o fluxo que entra na armadura.

5-4. Dê duas razões pelas quais o fluxo resultante que entra na armadura, cujos condutores estão carregando a corrente total de plena carga, é menor do que o fluxo a vazio.

5-5. Compare, para o mesmo sentido de rotação, o deslocamento no plano da linha neutra (perpendicular ao fluxo resultante) a partir da linha neutra sem carga (a) num gerador, (b) num motor.

5-6. a. Usando o diagrama desenvolvido na questão 5-5 acima, explique por que é impossível para um fabricante fixar as escovas para uma máquina CC.
b. É possível colocar as escovas numa posição particular da linha neutra com carga, para um motor CC operando com carga fixa? Explique.
c. Repita (b) para um gerador.

5-7. Dê três técnicas de construção não-elétricas usadas para compensar automaticamente a reação da armadura, sem o deslocamento das escovas.
a. Quais as vantagens destas técnicas?
b. Que desvantagens podem ser notadas, particularmente para grandes máquinas CC?

5-8. a. Descreva um método elétrico para compensação da reação da armadura.
b. Qual é a vantagem deste método sobre os discutidos na questão 5-7?
c. Dê uma equação que expresse a relação entre o número de condutores na superfície polar, requeridos para compensar um dado numero de condutores da armadura.
d. O enrolamento de compensação compensa a reação da armadura produzida pela corrente nos condutores que permanecem na região interpolar? Explique.

5-9. Dê duas razões para o centelhamento produzido nas escovas de grandes máquinas usando apenas enrolamentos de compensação nas faces polares.

5-10. Como resultado do processo de comutação (descrito na Seç. 5-6), descreva duas condições que impeçam uma comutação suave e resultem em centelhamento nas escovas em contato com o comutador.

5-11. a. Dê duas funções do enrolamento do interpolo (pólo de comutação).
b. Onde ele é fisicamente colocado na máquina e como é conectado eletricamente?
c. Dê duas razões por que o interpolo é projetado para produzir mais fmm e tem mais Ae que os normalmente requeridos para eliminar os efeitos da tensão de reatância.

5-12. Quando ambos os enrolamentos, de compensação e comutação dos pólos, são conectados em série com a armadura, é necessario deslocar as escovas do plano da linha neutra sem carga para a máquina
a. operando sem carga como um motor? Explique.
b. operando com carga como um gerador? Explique.

5-13. São os enrolamentos de comutação requeridos nas máquinas síncronas CA, que não estejam equipadas com comutadores? Explique.

5-14. Com relação aos diagramas fasoriais, mostrados na Fig. 5-12, explique:
a. por que I_a e ϕ_a estao sempre em fase
b. por que E_g sempre está atrasada de 90° com relação a ϕ_f
c. por que E_{ar} sempre está atrasada de 90° com relação a ϕ_a
d. por que I_a está em fase com E_g para o fator de potência unitário, mas está atrasada ou adiantada de E_g para outros fatores de potência
e. por que E_{ar} é 100% desmagnetizante com fator de potência zero em atraso
f. por que E_{ar} é 100% magnetizante com fator de potência zero em adianto
g. que proporção de E_{ar} é magnetizante e magnetizante transversal a um fator de potência de 0,707 em adianto
h. que proporção de E_{ar} é desmagnetizante e magnetizante transversal a um fator de potência 0,5 em atraso.

5-15. a. Por que é desnecessário, e mesmo indesejável, compensar a reação da armadura em máquinas CA, geralmente, e mesmo em algumas máquinas CC, particularmente?
b. Dê dois tipos de máquinas nas quais o fluxo da reação da armadura é constante.
c. Dê um tipo de máquina na qual o fluxo de reação é pulsante.

PROBLEMAS

5-1. Um gerador com excitação independente, 50 kW, 250 V, tem uma resistência na armadura de 0,05 Ω, uma queda nas escovas de 6 V, e uma queda de tensão devido à reação da armadura de 20 V para a carga nominal. Supondo um efeito linear da reação da armadura com carga, calcule:

a. A queda de tensão no circuito da armadura a plena carga, a 3/4, 1/2, 1/4 e sem carga.
b. A queda de tensão devida à reação da armadura nas condições de carga acima.
c. A tensão gerada na armadura para cada uma das condições de carga em (a).
d. Explique por que a tensão gerada a vazio é diferente da tensão gerada a plena carga.

5-2. Um gerador de dois pólos, 125 V, CC, 5 kW tem um total de 1.800 condutores na armadura colocados na periferia da mesma. Os lados das bobinas abraçam exatamente 180° elétricos em cada bobina. Desprezando a corrente de campo, calcule:

a. Os Ae por pólo, quando a corrente nominal é entregue pelo gerador.
b. Os Ae desmagnetizantes e magnetizantes transversais por pólo, quando as escovas são deslocadas 5° elétricos a partir do plano da linha neutra (sem carga).
c. Os Ae desmagnetizantes e magnetizantes transversais (componente de distorção) por pólo, quando as escovas são deslocadas 10° elétricos.
d. Se o fluxo polar é 10.000 Ae/pólo e a tensão gerada a vazio é 140 V, calcule a queda de tensão devida à reação da armadura com carga nominal, quando é necessário deslocar as escovas de 10° elétricos.

5-3. Usando a relação entre os Ae desmagnetizantes e magnetizantes transversais no problema 5-2, derive uma equação universal para expressar os Ae desmagnetizantes e magnetizantes transversais por pólo para uma armadura tendo Z condutores ativos, *a* caminhos na armadura, *P* pólos. (Presuma que as escovas podem ser deslocadas α graus elétricos/pólo e que os remanescentes graus elétricos, β, são $(180° - 2\alpha)$.)

5-4. Um enrolamento da armadura imbricado, tríplex, 12 pólos, tendo um total de 720 condutores, é usado num gerador de 120 kW, 600 V, cuja resistência de campo é 100 Ω. O campo é enrolado com 20 espiras por pólo. Com carga nominal, é necessário deslocar as escovas de 6° elétricos. Calcule:

a. A corrente na armadura por caminho, a corrente na armadura por condutor, os ampère-espiras totais por par de pólos e os ampère-condutores totais da armadura.
b. Os Ae desmagnetizantes e magnetizantes transversais por pólo (Ae por 180°).
c. Verifique (b), usando as equações derivadas no problema 5-3.
d. A fmm total por pólo a plena carga, como resultado dos efeitos da reação da armadura.

5-5. Deseja-se compensar a componente de distorção da reação da armadura no gerador do problema 5-2, usando um enrolamento de compensação nos condutores da superfície polar. Calcule:

a. O número de condutores na face polar requeridos para neutralizar a fmm magnetizante transversal.
b. Os condutores da face polar neutralizarão completamente os efeitos degenerativos da reação da armadura? Por que não?
c. Será necessário deslocar as escovas como resultado de tal compensação? Por quê?

5-6. No gerador do problema 5-2, é desejável compensar a reação da armadura produzida pelos condutores da zona interpolar, pela adição de espiras em cada pólo de comutação. Calcule:

a. O número de espiras do pólo de comutação a serem adicionadas ao enrolamento de comutação, para neutralizar a fmm produzida pelos condutores desmagnetizantes.
b. Se são empregados ambos, os enrolamentos de compensação e os de comutação do pólo, será necessário deslocar as escovas do gerador do problema 5-2? Por quê? Explique.

c. Se o gerador está girando no sentido horário, em que sentido as escovas devem ser deslocadas?

5-7. Para o gerador do problema 5-4, calcule:

a. Os ampère-condutores de compensação requeridos para neutralizar os condutores diretamente sob os pólos, e o número de condutores na face polar por pólo.

b. Os ampère-espiras de compensação requeridos para neutralizar os condutores na região interpolar, e o número de espiras no pólo de comutação.

5-8. Uma máquina de dois pólos tem uma velocidade de 1.200 rpm, um diâmetro de comutador de 6,375 polegadas e um total de 50 teclas no comutador. As escovas abrangem uma distância linear de 0,8 polegada e a corrente a plena carga no circuito da armadura é 50 A. Desprezando a espessura do isolante entre teclas do comutador, calcule:

a. A largura de cada tecla do comutador.

b. A corrente que cada tecla do comutador suporta, sob carga nominal.

c. O tempo requerido para cada tecla passar uma escova (tempo de comutação).

d. A variação média de corrente durante a comutação sob carga nominal.

e. A tensão de reatância por bobina, se a indutância de cada bobina vale 0,01 H.

5-9. Uma máquina com 6 pólos, 250 rpm tem um enrolamento imbricado símplex na armadura com um diâmetro de 24 polegadas no comutador, consistindo de 240 teclas. As escovas têm largura de 3/4 de polegada. Quando opera como gerador, a armadura entrega 300 A sob carga nominal. Desprezando o isolamento entre as teclas adjacentes do comutador, calcule sob a carga nominal:

a. A variação média de corrente durante a comutação.

b. A tensão de reatância, se a indutância própria de cada bobina da armadura vale 0,2 mH.

5-10. A indutância própria de cada bobina de uma armadura é 1,0 mH e a variação na corrente em cada bobina (bobinas consistindo de cinco espiras) é 20.000 A/s, sempre que uma bobina está sendo comutada. Se a velocidade periférica da armadura é de 4.000 pés por minuto, e a dimensão do pólo de comutação *paralelo* ao eixo da armadura é 8 polegadas, calcule

a. a fem de auto-indução em cada bobina que está sendo comutada

b. a tensão por condutor induzida em cada bobina sob cada pólo de comutação (admita que há tantos pólos de comutação quantos são os pólos principais)

c. a densidade de fluxo sob cada pólo de comutação.

5-11. Um enrolamento imbricado dúplex, 1.200 rpm, 250 V, 50 kW de um gerador com 6 pólos, com uma resistência na armadura de 0,1 Ω, uma resistência de campo de 250 Ω, uma queda de tensão nos contatos das escovas de 5,9 V, uma queda de tensão devida à reação da armadura de 12 V, sob carga nominal. O diâmetro do comutador é de 12 polegadas e há tantas teclas no comutador quantas são as bobinas na armadura. Calcule:

a. A fem gerada entre escovas a plena carga.

b. O número de condutores da armadura se o fluxo por pólo é 6×10^5 linhas.

c. O número de teclas do comutador se há cinco espiras por bobina.

d. A tensão entre cada tecla do comutador e a corrente em cada tecla.

e. A largura de cada tecla do comutador, permitindo uma espessura de mica entre teclas de 1/32 de polegada.

f. O tempo de comutação, presumindo uma largura de tecla de 1/4 de polegada.

g. A tensão de reatância por bobina, se a indutância de cada bobina é 0,1 mH.

h. A densidade de fluxo sob o pólo de comutação, admitindo que a dimensão do pólo de comutação paralelo ao eixo é 4 polegadas.

5-12. Dadas as correntes de fase de um alternador trifásico como

$i_A = I_m \text{ sen } (\omega t + \theta)$

$i_B = I_m \text{ sen } (\omega t + \theta - 120°)$

$i_C = I_m \text{ sen } (\omega t + \theta - 240°)$

onde I_m é a corrente máxima instantânea e θ o ângulo do fator de potência. *Prove* que os fluxos da reação da armadura produzem uma resultante *constante* de magnitude de $1{,}5\phi_m$, tendo uma relação geométrica *constante* com respeito ao fluxo polar, para as seguintes condições de *tempo* e *fator de potência*

a. Caso I : tempo, $\omega t = 0$, fator de potência zero, em adianto, ou seja, $\theta = 90°$
b. Caso II : tempo, $\omega t = 90°$, fator de potência zero, em avanço, ou seja, $\theta = 90°$
c. Caso III: tempo, $\omega t = 120°$, fator de potência unitário, ou seja, $\theta = 0°$.

RESPOSTAS

5-1(a) 2,5 V, 5,0 V, 7,5 V e 10 V a plena carga (b) 5,0 V, 10,0 V, 15,0 V e 20 V (c) 263,5 V, 271 V, 278,5 V e 286 V 5-2(a) 18.000 Ae/pólo (b) 1.000 e 17.000 Ae/pólo (c) 2.000 Ae/pólo e 16.000 Ae/pólo (d) 28 V 5-3 Ae desmagnetizantes por pólo = $(\alpha/90) \times (ZI_a/P_a)$, Ae magnetizantes/transversais por pólo = $(\beta/180) \times (ZI_a/P_a)$ 5-4(a) 343 Ae/pólo (b) 22,9 e 320,1 Ae/pólo (c) o mesmo que (b) (d) 97,1 Ae/pólo 5-5(a) 800 5-6(a) 500 Ae/pólo 5-7(a) 3,1 condutor/pólo (b) 0,1 espiras/pólo 5-8(a) 0,4 polegada (b) 25 A/tecla (c) 2 ms (d) 25.000 A/s (e) 250 V 5-9(a) 42×10^3 A/s (b) 8,4 V/bobina 5-10(a) 20 V/bobina (b) 2 V/condutor (c) $3{,}13 \times 10^4$ linhas por polegada quadrada 5-11(a) 288 V (b) 4.800 (c) 480 (d) 7,2 V (e) 0,0464 polegada (f) 0,104 ms (g) 0,5975 V (h) $1{,}98 \times 10^4$ linhas/polegada quadrada 5-12 $\phi_R = 1{,}5\,\phi_{max}$ para todos os tempos e fatores de potência.

SEIS

relações de tensão em máquinas CA — alternadores

6-1. GENERALIDADES

Ao comparar-se, na Seç. 1-20, a operação de geradores e de motores, concluiu-se com um sumário das diferenças fundamentais entre eles. Este capítulo destina-se ao uso da máquina CA como gerador, o chamado alternador, uma vez que produz uma tensão alternativa. Sendo o alternador uma fonte de tensão, preocupamo-nos primeiramente com as relações de tensão na máquina CA, e como são afetadas por cargas resistivas e reativas. O sumário da Seç. 1-20 (algo modificado para aplicar-se especificamente ao desempenho do alternador) pode ser estabelecido como:

1. O torque eletromagnético (desenvolvido no condutor da armadura que é percorrido por uma corrente) *opõe-se* à rotação (do campo magnético do rotor em relação à armadura), de acordo com a lei de Lenz.
2. A tensão gerada (induzida) na armadura produz uma corrente de armadura. A *fase* da corrente de armadura em relação à tensão gerada pelo alternador depende da natureza da carga elétrica ligada aos terminais do mesmo.

3. A tensão gerada por fase E_{gf} de um alternador mono ou polifásico pode ser estabelecida pela soma

$$\dot{E}_{gf} = \dot{V}_f + I_f\dot{Z}_f \qquad (6\text{-}1)$$

onde V_f é a tensão nos terminais por fase do alternador

I_fZ_f é a queda de tensão na impedância síncrona interna do alternador.

6-2. CONSTRUÇÃO

A construção, em geral, das máquinas síncronas foi discutida nas Seçs. 2-3 e 2-4 e mostrada nas Figs. 2-2b e 2-3. A Seç. 2-3 e a Fig. 2-2b tratam de uma máquina síncrona que tem uma armadura girante e um campo estacionário. A Seç. 2-4 e a Fig. 2-3 discutiram uma máquina síncrona com campo girante e armadura estacionária. Embora ambos os tipos possam ser utilizados em alternadores, o último, com *armadura estacionária e campo girante*, é quase universalmente usado para geração de potência elétrica alternada, pelas razões discutidas abaixo na Seç. 6-3. O primeiro tipo, com a armadura girante, encontra sua maior aplicação como conversor síncrono ou rotativo (Seçs. 11-6 e 11-7).

Os enrolamentos de armadura, usados em armaduras estacionárias, são normalmente enrolamentos *imbricados* (tanto os enrolamentos imbricados como os *ondulados* produzirão a mesma tensão para o mesmo número de bobinas) devido às *menores conexões terminais* (cabeças de bobinas) requeridas entre bobinas. As Seçs. 2-13 a 2-17 inclusive discutiram vários tipos de enrolamentos da armadura de alternadores. Com base nesta apresentação, a tensão gerada por fase foi desenvolvida na Seç. 2-18 como

$$E_{gf} = 4{,}44\phi N_f f k_p k_d \times 10^{-8}\ \text{V} \qquad (2\text{-}15)$$

A freqüência de um alternador síncrono foi também correlacionada à sua construção, uma vez que a freqüência varia com o número de pólos, salientes ou não. A freqüência foi expressa pela equação

$$f = \frac{PN}{120} \qquad (2\text{-}16)$$

O leitor deve rever as equações e as seções citadas acima, uma vez que são fundamentais para a compreensão dos alternadores AC síncronos discutidos a seguir.

6-3. VANTAGENS DA CONSTRUÇÃO DE ARMADURA ESTACIONÁRIA E CAMPO GIRANTE

O leitor, estudando os Caps. 2 e 3, pode, à primeira vista, reagir contrariamente à idéia de construir uma armadura estacionária. Afinal, não seria difícil conduzir-se a corrente alternativa gerada pela armadura móvel para fora da máquina, através de anéis coletores num lado do eixo, e a corrente contínua gerada pela mesma armadura girante para teclas de um comutador no outro lado do eixo.

Desta forma, teríamos máquinas universais, que poderiam suprir corrente contínua ou alternativa, ou ambas simultaneamente. Isto, de fato, *é* feito num conversor síncrono, conforme se verá no Cap. 11; mas uma série de razões nos levam a abandonar a idéia da máquina universal tendo uma armadura CA girante. Uma vez que ela seja estacionária, não mais conseguiremos o chaveamento automático de CA a CC por comutação e então somente geraremos CA. As vantagens mais significativas da construção com armadura estacionária e campo girante são as que seguem.

6-3.1 RESISTÊNCIA AUMENTADA DOS DENTES DA ARMADURA

Máquinas de mais alta capacidade requerem mais cobre na armadura e ranhuras mais profundas no ferro da mesma, que os correspondentes a máquinas executadas para trabalhos mais leves. Em uma armadura estacionária, conforme as ranhuras se tornam *mais profundas* de *a-a'* a *b-b'* na Fig. 6-1a, os dentes da armadura se tornam *mais largos* e fortes. Numa armadura girante, entretanto, conforme as ranhuras se tornam mais profundas de *a-a'* a *b-b'* na Fig. 6-1b, os dentes da armadura se tornam *mais estreitos* e, portanto, *mais fracos*. Deve-se notar que, em ambos os casos, o topo da ranhura deve ser mais estreito que a base. O corte das ranhuras desta maneira tem por fim evitar que o enrolamento "salte fora" da ranhura devido à vibração. O eventual salto resultaria em dano para a máquina.

(a) Ranhuras da armadura estacionária. (b) Ranhuras da armadura girante.

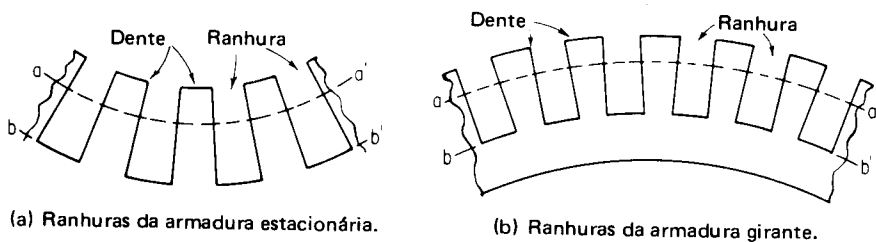



Fig. 6-1 — Enfraquecimento dos dentes produzido por ranhuras mais profundas na armadura girante.

Em uma armadura girante, os dentes podem ser sujeitos a forças centrífugas elevadas; e, em qualquer armadura, quer girante quer estacionária, os dentes podem sofrer choques durante a construção ou a operação. Com os dentes mais robustos, a armadura é menos propensa a sofrer danos.

6-3.2 REATÂNCIA DE ARMADURA REDUZIDA

O fluxo *mútuo* no entreferro, criado pela fmm do campo primário, deve passar através do núcleo da armadura e de suas ranhuras. Para uma mesma largura de entreferro na base da ranhura e para uma bobina de armadura dada, a armadura estacionária apresenta uma relutância *reduzida* ao fluxo. Isto é devido a uma seção transversal de ferro *aumentada,* como mostra a Fig. 6-1. A relutância reduzida também reduz a quantidade de fluxo *disperso* produzido pela armadura (Seç.

2-7), uma vez que o caminho do fluxo da armadura experimenta uma relutância aumentada, particularmente no caso daqueles condutores da armadura que se situam na base das ranhuras.

6-3.3 MELHORIA DO ISOLAMENTO

Alternadores comerciais de alta capacidade, alta velocidade e alta tensão carregam correntes apreciáveis a tensões apreciáveis, requerendo, pois, isolamento eficiente. Os eixos estão eletricamente aterrados à carcaça estacionária da máquina, através dos rolamentos metálicos. É mais fácil isolar um membro estacionário que um rotativo, uma vez que, para este último, o peso, o tamanho e a quantidade de isolamento não são tão críticos como para o primeiro. Além disso, uma vez que o rotor está aterrado, isolar o campo CC de baixa tensão num rotor constitui problema menor do que isolar uma armadura rotativa de alta tensão CA.

6-3.4 VANTAGENS CONSTRUTIVAS

Em grandes estatores polifásicos, o enrolamento da armadura é mais complexo que o enrolamento de campo. As várias bobinas e interligações entre as fases podem ser construídas mais facilmente numa estrutura estacionária rígida que num rotor, e o enrolamento da armadura é calçado mais firmemente quando construído numa carcaça rígida.

6-3.5 NÚMERO NECESSÁRIO DE ANÉIS COLETORES ISOLADOS

Se se permitisse a rotação da armadura de um alternador polifásico, um alternador trifásico requereria um mínimo de três anéis coletores, um alternador hexafásico, seis, etc. O problema de transferir-se as altas tensões induzidas (em alguns casos tão altas como 13.200 V/fase) em altas correntes, dos anéis coletores da armadura para escovas estacionárias em contato com estes anéis, não é solucionado sem dificuldade. Isolar do eixo os anéis coletores é um problema. Outro é espaçar os anéis coletores suficientemente, de modo a evitar-se o faiscamento entre eles. Conforme aumenta o número de fases, os problemas de isolação tornam-se mais complexos. Uma armadura estacionária não apresenta nenhum desses problemas e a tensão por fase é isolada mais facilmente, e mais facilmente trazida para fora da máquina. Apenas dois anéis coletores são necessários para excitar o enrolamento de campo a uma tensão comparativamente baixa, de 390 V, de corrente contínua na *maioria dos casos.*

6-3.6 PESO E INÉRCIA DO ROTOR REDUZIDOS

Da discussão precedente, é razoavelmente óbvio que um enrolamento de campo de baixa tensão, que utiliza muitas espiras de fio fino para produzir a fmm de campo, dificilmente requererá o peso de cobre e o isolamento equivalente necessários a um enrolamento de armadura de alta tensão. É mais fácil construir rotores para uma operação eficiente a alta velocidade usando o enrolamento de campo

de baixa tensão como o elemento girante. A inércia do rotor desempenha um papel importante na operação de colocar o alternador na sua velocidade de regime; e, em alternadores de capacidade extremamente elevada, mesmo com o campo CC como rotor, podem ser necessárias várias horas para que a máquina atinja sua velocidade e tensão nominais, principalmente se as máquinas primárias são turbinas a vapor.

6-3.7 VANTAGENS NA VENTILAÇÃO

A maior parte do calor é produzida no — e relaciona-se com o — enrolamento da armadura e o ferro que o cerca. Com uma armadura estacionária, o enrolamento pode ser resfriado mais eficientemente, porque o núcleo do estator e seu tamanho periférico têm poucas limitações. Assim, o núcleo do estator pode ser algo aumentado para permitir ductos de ar radiais e orifícios para ventilação forçada por meio de ar, hidrogênio, ou outras formas de resfriamento.

Além do exposto, tratando-se da mesma capacidade, as máquinas de campo girante apresentam vantagem quanto ao peso total e ao tamanho, com relação às máquinas de armadura girante. As razões acima expostas levaram os projetistas de máquinas CA a abandonar o sonho da "máquina universal" (com um só projeto e construção básicos), exceto para conversores rotativos relativamente pequenos. Sem exceção, os alternadores síncronos AC têm campos *girantes* com os pólos *salientes* ou *não salientes*, como mostra a Fig. 2-3.

6-4. MÁQUINAS PRIMÁRIAS

A construção de rotores de pólos salientes leva, por si mesma, a alternadores de velocidades médias ou baixas com muitos pólos. O tipo de rotor de *pólos não salientes* ou *cilíndrico* é usado quase universalmente em alternadores bipolares de *alta velocidade* (às vezes, de quatro pólos). Uma vez que o número de pólos e a velocidade se relacionam com a freqüência, [Eq. (2-16), onde $f = PN/120$], seria interessante comparar as freqüências comerciais mais comumente usadas

TABELA 6-1

RELAÇÕES VELOCIDADE-FREQÜÊNCIA PARA VÁRIOS NÚMEROS DE PÓLOS EM MÁQUINAS SÍNCRONAS CA

	Freqüência desejada		
Número de pólos	25 Hz*	50 Hz*	60 Hz*
2	1.500 rpm**	3.000 rpm**	3.600 rpm**
4	750	1.500	1.800
6	500	1.000	1.200
8	375	750	900
10	300	600	720
12	250	500	600
14	$214\frac{2}{7}$	$428\frac{4}{7}$	$514\frac{2}{7}$

* Freqüência em hertz (ciclos por segundo)

** Velocidade em rotações por minuto.

com o número de pólos e velocidades requeridos; esta comparação é mostrada na Tabela 6-1.

A Tabela 6-1 indica que, quando a máquina primária é essencialmente um acionador de *baixa-velocidade*, como no caso de uma turbina hidráulica (usada em usinas hidrelétricas), requerer-se-á um *grande* número de pólos. Como a ventilação não é um problema a baixas velocidades, pode-se utilizar um rotor de pólos *salientes*. Da mesma forma, se a máquina primária for um motor a gasolina, óleo diesel, gás ou vapor, ou seja, máquina primária de velocidade essencialmente *moderada*, utilizar-se-ão pólos salientes em número de quatro a doze. No caso de máquinas primárias de *velocidade elevada*, como *turbinas* a vapor ou a gás (o vapor podendo ser obtido a partir de caldeiras convencionais a carvão ou a óleo, ou a partir de reatores atômicos), usualmente utilizam-se pólos *não salientes*. Em grande parte, a determinação do tipo de construção de campo do alternador a ser utilizado é feita a partir da espécie de combustível ou fonte de energia disponível no local geográfico onde se irá gerar a eletricidade. Combustíveis tais como carvão ou óleo podem ser transportados por via ferroviária ou fluvial; alternativamente, podemos levar óleo ou gás por tubulações (gasodutos ou oleodutos) até o local da usina, se este não for muito distante ou inacessível. O custo do transporte é um fator a ser levado em conta no cômputo do custo da energia gerada por kW/h.

Alternadores de *baixa-velocidade* e *pólos salientes* requerem armaduras do estator de *grande* circunferência, nas quais se possam inserir muitos condutores. Tais estatores requerem condutores, para os enrolamentos de excitação e da armadura, que tenham *pequeno comprimento axial*. Por outro lado, rotores de *alta velocidade, cilíndricos, de pólos não salientes* têm uma *pequena* circunferência, requerendo condutores para os enrolamentos de excitação e de armadura de *grande comprimento axial*. Assim, pela diferença marcante na aparência externa, podem distinguir-se facilmente as máquinas síncronas de pólos salientes e não salientes, mesmo sem observar o seu rotor, como mostra a Fig. 6-2.

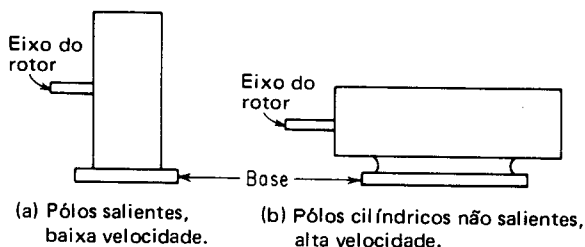



Fig. 6-2 — Aspecto geral das máquinas síncronas.

6-5. CIRCUITO EQUIVALENTE PARA MÁQUINAS SÍNCRONAS MONO E POLIFÁSICAS

A relação entre a tensão nos terminais e a gerada em máquinas síncronas foi dada na Seç. 6-1 pela Eq. (6-1) e o respectivo circuito está representado na Fig. 6-3. Para um alternador mono ou polifásico, a Eq. (6-1) pode ser reescrita da forma que se segue:

$$\dot{V}_f = \dot{E}_{gf} - \dot{I}_a R_a - \dot{I}_a(jX_a) \pm \dot{E}_{ar} \tag{6-2}$$

onde V_f é a tensão nos terminais por fase

E_{gf} é a tensão gerada por fase, a partir da Eq. (2-15) e da Seç. 6-2

$I_a R_a$ é a queda de tensão no enrolamento da armadura, tendo uma resistência efetiva (CA) de R_a, por fase

$I_a(jX_a)$ é a queda de tensão na reatância do enrolamento da armadura associada ao fluxo disperso (Seçs. 2-7 e 6-3), por fase

e E_{ar} é o efeito da reação da armadura (magnetizante direta ou transversalmente, ou ainda desmagnetizante como indicado na Seç. 5-9), por fase.

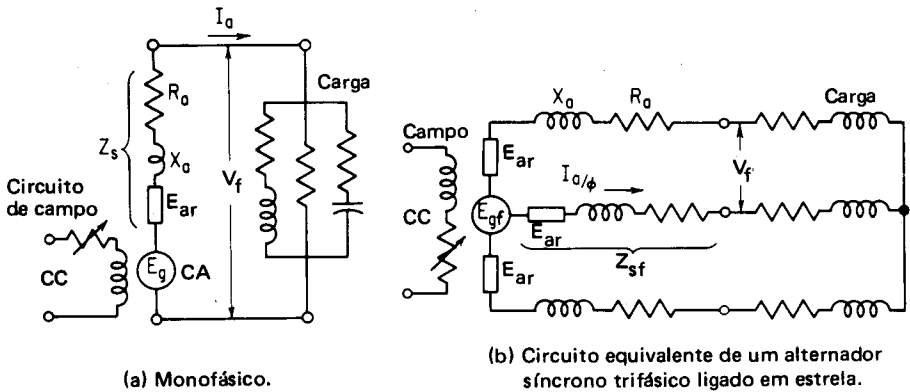



Fig. 6-3 — Circuito equivalente de um alternador síncrono.

Deve-se notar que há uma diferença muito pequena entre os circuitos equivalentes de alternadores CA mono e trifásicos, como mostram as Figs. 6-3a e b, respectivamente. Cada enrolamento de fase de um alternador trifásico é imaginado como tendo uma resistência efetiva de armadura, por fase, valendo R_a, uma reatância de armadura, por fase, de X_a e uma tensão gerada por fase de E_{gf}. Além disso, se a carga for equilibrada (como se viu na Seç. 5-9), pode-se imaginar que a queda de tensão devida ao efeito da reação da armadura é a mesma em cada fase; assim, E_{ar} é a queda de tensão devida à reação da armadura, por fase. Os componentes da Eq. (6-2) aplicam-se corretamente a alternadores mono ou polifásicos. Uma vez que os pontos sobre os vários componentes da Eq. (6-2) implicam em adição fasorial (ou subtração), os diagramas para as várias condições de fator de potência serão considerados, por sua vez, para predizer as relações de tensão e escrever as equações para regulação da tensão de alternadores síncronos CA.

Antes de assim proceder, entretanto, será bom considerar os fatores que podem explicar as diferenças entre a tensão gerada a vazio por fase, E_{gf}, e a tensão nos terminais por fase, V_f. O circuito equivalente mostrado na Fig. 6-3 emprega excitações CC em separado para os enrolamentos de campos rotativos dos alter-

nadores síncronos, mono ou polifásicos. Conseqüentemente, qualquer variação na tensão dos terminais, como resultado da carga, *não* afeta a excitação da fem devida ao campo. Neste particular, o alternador é semelhante ao gerador CC de excitação independente e uma comparação entre eles revelará semelhanças e diferenças.

6-6. COMPARAÇÃO ENTRE O GERADOR CC DE EXCITAÇÃO INDEPENDENTE E O ALTERNADOR SÍNCRONO DE EXCITAÇÃO POR FONTE EXTERNA

Há duas causas para a queda de tensão (V. Seç. 3-13) desde o valor a vazio até o valor a plena carga em geradores CC de excitação independente: (1) a queda de tensão no circuito da armadura; e (2) a reação da armadura. A Eq. (6-2) indica que há agora *três* causas para a "queda" de tensão em alternadores síncronos com excitação independente: (1) a queda de tensão no circuito da armadura; (2) a reatância da armadura; e (3) a reação da armadura. Além disso, para um alternador, enquanto os dois primeiros fatores sempre tendem a reduzir a tensão gerada, o terceiro (reação de armadura) pode tender a diminuí-la ou aumentá-la [Eq. (6-2)]. Assim, a regulação da tensão do alternador síncrono difere da do gerador CC de excitação independente, em dois aspectos importantes: (1) há uma queda de tensão devida à reatância da armadura; e (2) o efeito de reação da armadura (dependendo do fator de potência da carga) pode produzir uma tensão que aumente a tensão gerada e tenda a tornar mais elevada a tensão nos terminais [Eq. (6-2)]. Uma vez que a natureza da carga afeta a regulação da tensão do alternador, consideremos, além do valor da corrente de carga, I_a, a relação entre a tensão gerada e a tensão nos terminais do alternador CA síncrono.

6-7. RELAÇÃO ENTRE A TENSÃO GERADA E A TENSÃO NOS TERMINAIS DO ALTERNADOR PARA VÁRIOS FATORES DE POTÊNCIA DA CARGA

Como no gerador CC, se o alternador está *a vazio* (e é excitado independentemente), a tensão nos terminais *é igual* à tensão gerada, como mostra a Eq. (6-2). O valor das três causas de queda de tensão no alternador síncrono, citadas na Seç. 6-6, é apenas função da corrente de carga I_a. A relação entre estes valores e sua influência nas características de tensão do alternador é mostrada a seguir.

6-7.1 CARGAS DE FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO

As relações entre as várias quedas de tensão, que produzem a diferença entre a tensão gerada e a que aparece nos terminais, são mostradas na Fig. 6-4a. A um fator de potência unitário, a corrente de fase da armadura, I_a, está em fase com a tensão de fase nos terminais V_f, por definição. A queda de tensão, por fase, na resistência efetiva da armadura, I_aR_a, está também sempre em fase com a corrente de armadura, I_a. A queda de tensão indutiva devida à reatância da armadura,

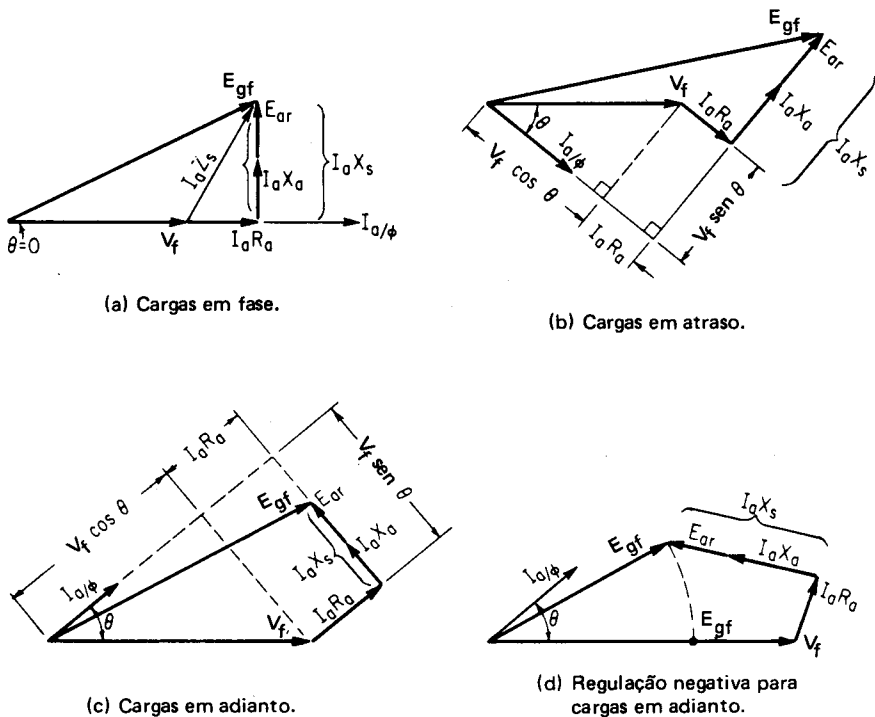



Fig. 6-4 — Relação entre as tensões gerada (a vazio) e nos terminais (plena carga) de um alternador síncrono para os três tipos de condições de carga.

I_aX_a, está sempre adiantada de 90° em relação à corrente através dela (uma vez que a corrente se atrasa de 90° em relação à tensão num circuito que possua apenas reatância indutiva). A um fator de potência unitário, a queda de tensão devida à reação da armadura, E_{ar}, a partir da Seç. 5-9 e Fig. 5-12a, se adianta[1] em relação à corrente da armadura, I_a, que a produziu, e está, portanto, sempre em fase com a queda de tensão na reatância da armadura, I_aX_a. A equação básica do gerador, Eq. (6-1), pode agora ser escrita para cargas de fator de potência unitário em forma complexa

$$E_{gf} = (V_f + I_aR_a) + j(I_aX_a + E_{ar}) \qquad (6\text{-}3)$$

onde todos os termos foram definidos na Eq. (6-2) acima.

[1]Este é um ponto que normalmente traz confusão ao estudante. A tensão gerada devida à reação da armadura, como mostra a Fig. 5-12a, atrasa-se de 90° em relação à corrente da armadura correspondente, a um fator de potência unitário. A componente da tensão total gerada, necessária para vencer o efeito da tensão gerada devida à reação da armadura, deve estar em sentido oposto. Esta distinção deve ser feita entre a tensão *gerada* e a *queda* de tensão necessária para se opor a ela. Além disso, a tensão gerada por efeito da reação da armadura sempre está atrasada de 90° em relação à corrente da armadura e ao fluxo que a produz. A componente da queda de tensão, necessária para vencer esta tensão gerada, deve adiantar-se sempre de 90° em relação à corrente da armadura, como ocorre com a componente da tensão aplicada necessária para vencer a fem de auto-indução.

A partir do diagrama da Fig. 6-4a e da Eq. (6-3), pode-se ver que, a um fator de potência unitário, a tensão nos terminais, por fase, V_f, é sempre menor que a tensão gerada por fase, de um valor que corresponde à queda total na impedância $I_a(R_a + jX_s)$, onde jI_aX_s é a queda de tensão na *reatância síncrona* em quadratura, ou seja a queda de tensão combinada devida à *reatância* da armadura e à *reação* da armadura.

6-7.2 CARGAS COM FATOR DE POTÊNCIA EM ATRASO

Se a corrente de fase da armadura, I_a (por definição), está *atrasada* em relação à tensão nos terminais por fase V_f, de um ângulo θ, como resultado de uma carga externa (primariamente indutiva) ligada aos terminais do alternador CA síncrono, as tensões podem ser representadas pelo diagrama fasorial mostrado na Fig. 6-4b. A queda I_aR_a está ainda em fase com a corrente de fase da armadura, e as quedas de tensão em quadratura — na reatância e a devida à reação da armadura — adiantam-se de 90° em relação à corrente de armadura. As relações da Eq. (6-1) ainda se aplicam a esta condição, mas é mais simples indicar o valor de E_{gf} em função de suas *componentes horizontal* e *vertical*.

$$E_{gf} = (V_f \cos\theta + I_aR_a) + j(V_f \operatorname{sen}\theta + I_aX_s) \tag{6-4}$$

Do diagrama da Fig. 6-4b e das Eqs. (6-3) e (6-4), nota-se que, para que se obtenha a mesma tensão nominal nos terminais, por fase, V_f, requerer-se-á uma tensão induzida por fase, E_{gf}, maior a um fator de potência em atraso do que a um fator de potência unitário. Isto é indicado no exemplo que se segue.

EXEMPLO 6-1: Um alternador trifásico, ligação estrela, de 1.000 kVA, 4.600 V, tem uma resistência de armadura de 2 ohms por fase e uma reatância de armadura síncrona X_s de 20 ohms por fase. Encontre a tensão gerada por fase, a plena carga, para:
a. Fator de potência unitário
b. Um fator de potência de 0,75 em atraso

Solução:[2]

$$V_f = \frac{V_l}{\sqrt{3}} = \frac{4.600\ \text{V}}{1{,}73} = 2.660\ \text{V};$$

$$I_f = \frac{\text{kVA} \times 1.000}{3V_f} = \frac{1.000 \times 1.000}{3 \times 2.660} = 125\ \text{A}$$

$$\text{Queda } I_aR_a/\text{fase} = 125\ \text{A} \times 2\,\Omega = 250\ \text{V}$$

$$\text{Queda } I_aX_s/\text{fase} = 125\ \text{A} \times 20\,\Omega = 2.500\ \text{V}$$

a. A um fator de potência unitário,

$$E_g = (V_f + I_aR_a) + jI_aX_s = (2.660 + 250) + j2.500 \tag{6-3}$$
$$= 2.910 + j2.500 = \mathbf{3.845\ V/fase}$$

[2]Note-se que a solução é desenvolvida em valores por fase, devido à definição básica de fator de potência nestes termos.

b. A um fator de potência de 0,75 em atraso,

$$E_g = (V_f \cos \theta + I_a R_a) + j(V_f \operatorname{sen} \theta + I_a X_s) \quad (6\text{-}3)$$

$$= (2.660 \times 0,75 + 250) + j(2.660 \times 0,676 + 2.500) =$$

$$= 2.250 + j4.270 = \mathbf{4.820\ V/fase}$$

6-7.3 CARGAS COM FATOR DE POTÊNCIA EM AVANÇO

Se a corrente de fase da armadura I_a (por definição), está *adiantada* em relação à tensão nos terminais, por fase, V_f, de um ângulo θ, como resultado de uma carga externa (contendo uma componente capacitiva) ligada aos terminais do alternador, as tensões podem ser representadas como mostra a Fig. 6-4c. A queda $I_a R_a$ está sempre em fase com a corrente de fase na armadura, e a queda em quadratura, na reatância síncrona $I_a X_s$, se adianta de 90° em relação à corrente da armadura. Indicando E_{gf} em função de suas componentes horizontal e vertical, encontramos

$$E_{gf} = (V_f \cos \theta + I_a R_a) + j(V_f \operatorname{sen} \theta - I_a X_s) \quad (6\text{-}5)$$

Pelo diagrama da Fig. 6-4c e pela Eq. (6-5), nota-se que, para a mesma tensão nominal dos terminais, por fase, se requer uma tensão gerada que é menor para um fator de potência em adianto do que para um fator de potência em atraso. Isto é indicado pelo exemplo seguinte:

EXEMPLO 6-2: Repita o Exemplo 6-1 para determinar a tensão gerada por fase a plena carga para:
a. Uma carga de fator de potência 0,75 em avanço.
b. Uma carga de fator de potência de 0,4 em avanço.

Solução:

Do Exemplo 6-1,

$I_a R_a$/fase = 250 V

$I_a X_s$/fase = 2.500 V

a. Para o fator de potência de 0,75 em avanço

$$E_g = (V_f \cos \theta + I_a R_a) + j(V_f \operatorname{sen} \theta - I_s X_a) \quad (6\text{-}5)$$

$$= [(2.660 \times 0,75) + 250] + j[(2.660 \times 0,676) - 2.500] =$$

$$= 2.250 - j730 = \mathbf{2.360\ V/fase}$$

b. Para o fator de potência de 0,4 em avanço

$$E_g = [(2.660 \times 0,4) + 250] + j[(2.660 \times 0,916) - 2.500] \quad (6\text{-}5)$$

$$= 1.314 - j40 = \mathbf{1.315\ V/fase}$$

Note-se que a *tensão gerada é menor* que a tensão nos terminais para *ambos* os fatores de potência e *decresce à medida que o fator de potência se torna mais adiantado.*

6-8. REGULAÇÃO DE TENSÃO DE ALTERNADORES SÍNCRONOS CA PARA VÁRIOS FATORES DE POTÊNCIA

Os exemplos precedentes serviram para ilustrar duas facetas do efeito de cargas em atraso ou em avanço sobre a tensão gerada pelo alternador e, por sua vez, na regulação de tensão, ou seja: (1) quanto mais baixo for o fator de potência em avanço, maior será o *acréscimo* da tensão desde a vazio (E_{gf}) até plena carga (V_f); e (2) quanto mais baixo for o fator de potência em atraso, maior será a *diminuição* da tensão desde a vazio (E_{gf}) até plena carga (V_f). Isto pode também ser visto através da representação gráfica feita a partir dos valores daqueles exemplos, como mostra a Fig. 6-5.

A figura também indica que, aumentando-se o fator de potência de uma carga em atraso até que ele se torne unitário, isto ainda será insuficiente para produzir uma regulação de tensão de zero por cento, e que a tensão nos terminais ainda apresentará uma queda quando a carga aplicada ao alternador é resistiva pura. A figura também mostra os efeitos da reação da armadura, discutidos na Seç. 5-9. Para cargas *em avanço*, o efeito da reação de armadura é *magnetizante* e tende a produzir uma tensão gerada *adicional* quando a carga é aplicada, produzindo uma regulação *negativa*, como mostra a Fig. 6-4d. Esta tensão gerada elevada é mais do que suficiente para compensar a queda de tensão interna resistiva na armadura. A um específico fator de potência em avanço, como mostra a Fig. 6-5, a magnetização adicional, produzida pela reação da armadura, é suficiente para equilibrar as quedas internas, e a regulação de tensão é zero.

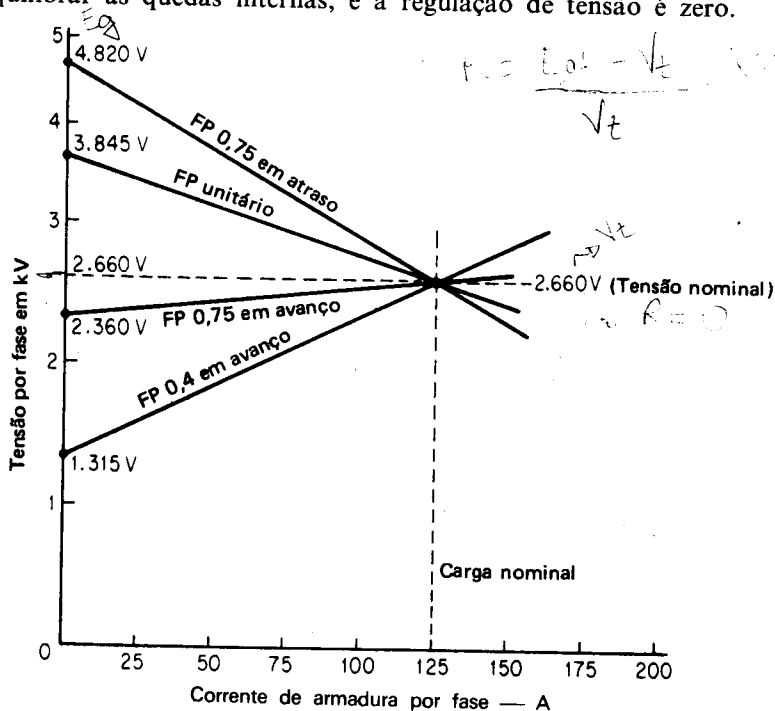



Fig. 6-5 — Regulagem de tensão de um alternador para vários fatores de potência.

Para cargas em atraso, a reação da armadura é *desmagnetizante* (Seç. 5-9) e o seu efeito na redução da tensão gerada, além das quedas de tensão internas na resistência e reatância da armadura, resulta num rápido decréscimo na tensão dos terminais, ao aplicar-se a carga, como mostra a Fig. 6-5.

A regulação de tensão de um alternador é a mesma que para um gerador CC, ou seja:

$$R\% \text{ (regulação em percentagem)} = \frac{V_o - V_n}{V_n} \times 100 \qquad (3\text{-}9)$$

e é usualmente calculada em valores por fase, embora possam ser utilizados os valores de tensões de linha com os mesmos resultados.

EXEMPLO 6-3: Calcule a regulação de tensão para os quatro fatores de potência mostrados na Fig. 6-5 e calculados nos Exemplos 6-1 e 6-2.

Solução:

a. Para fator de potência 0,75 em atraso

$$R\% = \frac{4.820 - 2.660}{2.660} \times 100 = 81{,}3 \text{ por cento}$$

b. Para fator de potência unitário

$$R\% = \frac{3.845 - 2.660}{2.660} \times 100 = 44{,}4 \text{ por cento}$$

c. Para fator de potência 0,75 em avanço

$$R\% = \frac{2.360 - 2.660}{2.660} \times 100 = -11{,}25 \text{ por cento}$$

d. Para fator de potência 0,4 em avanço

$$R\% = \frac{1.315 - 2.660}{2.660} \times 100 = -50{,}6 \text{ por cento}$$

Deve-se notar que a regulação de um gerador CC de excitação independente (cuja tensão cai com a aplicação de carga devido à resistência e à reação da armadura) é inerentemente melhor que a de um alternador síncrono CA excitado independentemente. Uma vez que as cargas elétricas *comerciais* são geralmente de natureza *indutiva* (fator de potência em atraso), a tensão de um alternador excitado independentemente cairá devido à resistência, à reatância, e à reação da armadura. O efeito da reação da armadura em um gerador CC é, principalmente, de magnetização transversal e ligeiramente desmagnetizante, enquanto que no alternador sua componente desmagnetizante é o fluxo da armadura, ϕ_a sen θ (Seç. 5-9).

Mais ainda, os efeitos da reação da armadura são *compensados* em uma máquina CA; mas, embora se tenham feito numerosas tentativas para produzir-se uma ação de compensação perfeita em alternadores para opor-se à reação da armadura em vários fatores de potência, nenhuma delas teve sucesso. Na prática, pois, a regulação inerentemente pobre dos alternadores é ignorada e em sua saída é mantido um valor constante de tensão nos terminais, através de *reguladores de tensão* externos, que aumentam ou diminuem automaticamente a excitação do

campo a partir de um gerador CC (excitatriz), conforme varia a carga elétrica e o seu fator de potência. A *excitatriz* é usualmente montada no mesmo eixo da máquina primária e do alternador. Suas características estão normalmente intimamente relacionadas com a regulação do alternador, isto é, se a excitatriz deve manter a tensão constante em uma gama extensa de carga, os limites de corrente do campo, capacidade e potência da excitatriz dependerão do valor da corrente de campo necessária para que o alternador mantenha uma boa regulação.

6-9. IMPEDÂNCIA SÍNCRONA

A diferença entre a tensão gerada, E_{gf}, e a tensão nos terminais, V_f, por fase de um alternador, conforme estabelece a Eq. (6-1) e mostra a Fig. 6-4a, é a queda de tensão na impedância síncrona, I_aZ_s. Esta mesma diferença existe, de fato, entre V_f e E_{gf} para qualquer fator de potência e qualquer carga, como mostram os vários diagramas da Fig. 6-4. A queda de tensão na impedância síncrona será sempre a soma fasorial da queda de tensão na resistência efetiva da armadura por fase e das quedas de tensão em quadratura equivalentes devidas à reatância e à reação da armadura por fase, para a mesma carga. Todas as quedas de tensão compreendendo a impedância síncrona são, por definição, tomadas em relação ao valor de plena carga, I_a. O diagrama fasorial indicado na Fig. 6-6a usa a corrente de armadura, I_a, como referência. Se cada uma das quedas de tensão no diagrama fasorial for dividida pela corrente de armadura, obter-se-á um *triângulo de impedância*, no qual a resistência efetiva da armadura, a reatância síncrona em quadratura e a impedância síncrona por fase são representadas como se mostra na Fig. 6-6b.

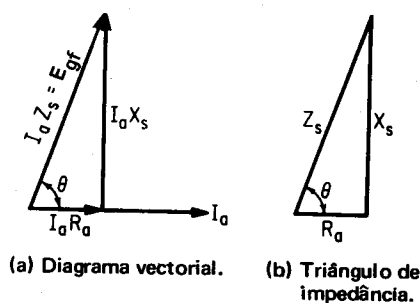



Fig. 6-6 — Diagrama fasorial e triângulo de impedância para impedância síncrona de um alternador.

O conceito de uma impedância síncrona interna equivalente, como parâmetro de um alternador CA, é semelhante ao da resistência interna do circuito equivalente da armadura de uma máquina CC (Fig. 3-1). Conhecendo-se a resistência do circuito da armadura de uma máquina CC, é possível calcular-se a tensão nos terminais de um gerador CC e a fcem de um motor CC, para qualquer valor de carga. Semelhantemente, se se conhecem a resistência efetiva da armadura e a

reatância síncrona por fase, é possível calcular-se a fem gerada de um alternador ou motor síncrono. A vantagem do conceito da impedância síncrona é que ele possibilita tratar-se a queda de tensão em quadratura, necessária para superar a tensão devida à reação da armadura, como uma componente da impedância reativa. Isto é permissível, uma vez que esta tensão está sempre em quadratura com a corrente da armadura, como se mostrou anteriormente.

A impedância síncrona e a resistência efetiva por fase são determinadas através de ensaios específicos, numa técnica chamada de *método da impedância síncrona.* Os resultados dão um valor da reatância síncrona que, quando usados nas várias equações de tensão, fornecem uma regulação de tensão para o alternador que é algo *maior* que a obtida por *carregamento direto.* Por isso, o método da impedância síncrona é chamado de um "método pessimista". Mas a sua simplicidade, aliada à certeza de que a máquina, no seu desempenho real, produzirá uma melhor regulação, levou ao seu uso quase universal.[3]

6-10. O MÉTODO DA IMPEDÂNCIA SÍNCRONA (OU FEM) PARA O CÁLCULO DA REGULAÇÃO DE TENSÃO

Um único alternador comercial pode ter uma capacidade tão elevada como 500.000 kVA ou 500 milhões de watts, a um fator de potência unitário. Carregar um tal alternador eletricamente, para determinar suas características de tensão (e rendimento), é razoavelmente difícil; e para obter-se uma tal carga, teríamos que "tomar emprestada" uma cidade bastante grande. Mais ainda, se o alternador foi construído numa usina elétrica, destinado ao uso com turbinas a vapor ou hidráulicas específicas, não há garantia de que se disponha nas proximidades da usina de máquinas primárias suficientemente grandes para acionar o alternador à sua carga normal. Costuma-se, pois, testar máquinas de grande capacidade através de uma técnica "convencional" a vazio, que duplicará ou simulará as condições de carga. Tal técnica utiliza, para a sua execução, apenas uma *parcela* de potência que seria requerida para o carregamento direto. O método utilizado para a determinação da *resistência efetiva de armadura* por fase é mostrado na Fig. 6-7a. O método da *impedância síncrona,* consistindo dos testes de *circuito aberto* e *curto-circuito,* é mostrado nas Figs. 6-7b e c. Todas as *três* medidas são necessárias para a determinação da regulação.

A resistência efetiva da armadura por fase pode ser calculada a partir do ensaio a CC mostrado na Fig. 6-7a. *Imagina-se* que a armadura esteja ligada em estrela (mesmo se estiver ligada em delta, a hipótese de que a ligação é estrela produz o mesmo resultado). É usual a utilização de uma fonte CC de baixa tensão e do método do voltímetro-amperímetro, em lugar de uma fonte CA e um wattímetro. Usa-se CC porque o método CA incluiria as perdas por acoplamento magnético

[3]Outros métodos, tais como o método da fmm (um método otimista), o método de Potier, o método da reatância síncrona ajustada e o método da ASA (empregado principalmente no cálculo da corrente de campo necessária para operação em condições específicas de carga e fator de potência) estão fora do escopo desta obra.

na estrutura polar e no ferro em torno dela, conduzindo a valores espúrios. A resistência a CC por fase é

$$R_{cc} = \left(\frac{1}{2}\right) \frac{\text{Leitura no voltímetro}}{\text{Leitura no amperímetro}} = \frac{V}{A \times 2}$$

A resistência a CA por fase é obtida multiplicando-se a resistência a CC por um fator que varia entre 1,2 e 1,8, dependendo da freqüência, qualidade do isolamento, tamanho e capacidade, etc. Para o caso presente, utilizamos um fator 1,5 no cálculo da resistência efetiva da armadura por fase (a CA).

(a) Medida da resistência (efetiva) por fase da armadura CA ou CC.

(b) Ensaio a circuito aberto.

(c) Ensaio de curto-circuito.

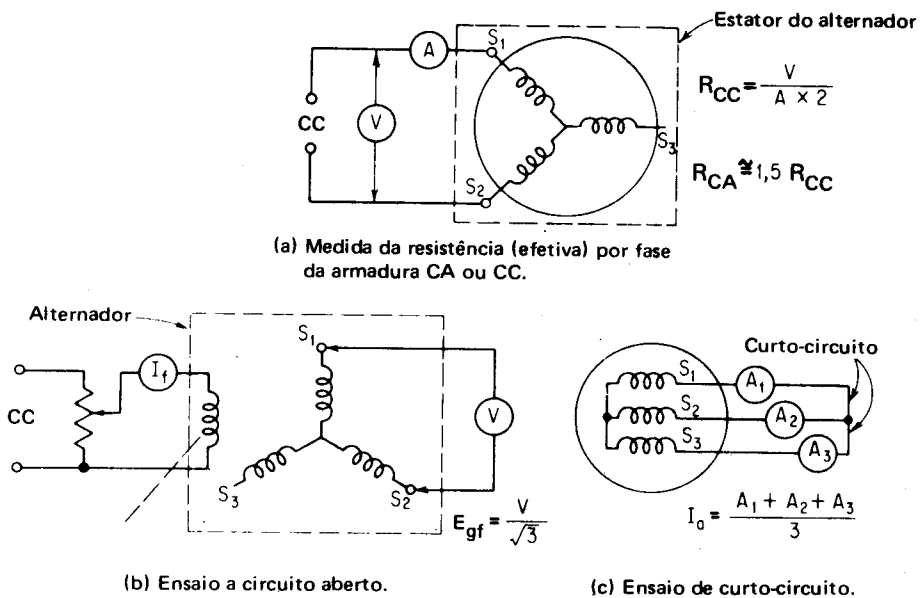



Fig. 6-7 — Ligações do circuito de ensaio para determinação da impedância síncrona.

Conforme se estabeleceu acima, o ensaio da impedância síncrona consiste de duas partes:

1. **O ensaio a circuito aberto.** Obtém-se uma curva de magnetização (a vazio) excitando independentemente o alternador, e acionando-o à *velocidade síncrona.* Um amperímetro CC é ligado ao circuito de campo, para que se leia a corrente de campo, e um voltímetro CA é ligado a quaisquer dois terminais do estator, para se ter a tensão de linha V_l. Faz-se um número suficiente de leituras, partindo de uma corrente nula de campo, tanto abaixo como acima do joelho da curva. Em cada caso, a corrente de campo, I_f, e a tensão gerada por fase, E_{gf} (isto é, $V_l/\sqrt{3}$), são registradas e desenha-se uma *curva de saturação* como mostra a Fig. 6-8. Da mesma forma que numa curva de magnetização a CC, os resultados devem ser tomados numa direção, para evitar-se laços secundários da histerese.

2. **O ensaio de curto-circuito.** A característica de curto-circuito é tomada ligando-se amperímetros para ler as correntes de linha (mesmo que o alternador esteja ligado em delta). A corrente de campo é ajustada a zero, e o alternador é acionado à velocidade síncrona. Faz-se a leitura de pares de correntes, corrente CC de campo versus corrente CA da armadura em curto-circuito. Os resultados são levados a um gráfico como mostra a Fig. 6-8. Deve-se notar que esta curva é completamente linear; isto é evidente a partir da Eq. (6-1) e da Fig. 6-6a. A curto-circuito, a tensão nos terminais do alternador é zero. Toda a tensão gerada por fase E_{gf} é empregada para equilibrar a queda na impedância síncrona interna, $I_a Z_s$, por fase. Uma vez que Z_s é quase constante para uma dada máquina, a corrente de curto-circuito varia diretamente proporcional à tensão gerada e à corrente de campo necessária para produzi-la (abaixo da saturação). Uma vez que a impedância interna é uma carga de baixo fator de potência, extremamente atrasada, o seu efeito desmagnetizante é tal que reduz o fluxo de campo (e a tensão gerada) consideravelmente. Assim, podem utilizar-se correntes de campo razoavelmente grandes, sem que se produzam correntes de curto-circuito em excesso.

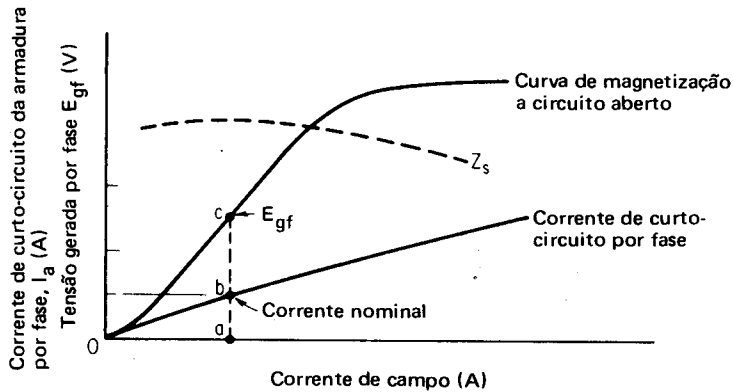



Fig. 6-8 — Características a vazio e de curto-circuito de um alternador síncrono.

Quando a corrente de curto-circuito da armadura por fase é igual à corrente de plena carga, ou seja, à corrente nominal, e quando a velocidade e, portanto, a freqüência do alternador corresponde a seu valor nominal, se se abrisse o curto enquanto se mantivesse constante a corrente de campo, a tensão gerada por fase poderia ser medida entre os terminais da armadura a circuito aberto. A utilização das curvas permite o uso desta técnica com um perigo menor para a máquina e os operadores, uma vez que a tensão pode chegar a 13.200 V/fase, ou mesmo mais.

Como mostra a Fig. 6-8, o ponto *ob* representa a corrente nominal de armadura por fase e a corrente de campo; e *oa*, a excitação necessária para produzir a corrente de curto-circuito. Mas esta *mesma* excitação produzirá uma tensão gerada a circuito aberto E_{gf} correspondente ao ponto *oc*. Uma vez que a tensão nos terminais é zero na Eq. (6-1), podemos escrever

$$E_{gf} = I_a Z_f \quad \text{ou} \quad Z_f = E_{gf}/I_a \tag{6-6}$$

onde I_a é a corrente a plena carga ou nominal por fase
E_{gf} é a tensão a circuito aberto produzida pela mesma corrente de campo que fez circular a corrente nominal por fase, no ensaio de curto-circuito
Z_f é a impedância síncrona por fase.

As várias equações de regulação de tensão são estabelecidas em função das quedas de tensão produzidas pela resistência efetiva da armadura e pela reatância síncrona por fase, e, assim,

$$\dot{X}_s = \dot{Z}_f - \dot{R}_a \tag{6-7}$$

onde X_s é a reatância síncrona por fase
Z_f é a impedância síncrona por fase, determinada pelo ensaio de curto-circuito e Eq. (6-6) acima
R_a é a resistência efetiva da armadura por fase, determinada pelo ensaio de resistência a CC acima.

É também possível combinar as Eqs. (6-1) a (6-5), inclusive, numa única equação geral, que vale para todas as condições de fator de potência e de carga, isto é,

$$E_{gf} = (V_f \cos\theta = I_a R_a) + j\,(V_f \text{ sen } \theta \pm I_a X_s) \tag{6-8}$$

onde todos os termos são os que aparecem na Eq. (6-5), e onde o sinal + é usado para cargas em atraso e o sinal − é usado para cargas em avanço.

EXEMPLO 6-4: Um alternador trifásico de 110 kVA, 1.100 V foi testado de acordo com o procedimento indicado, para que fosse determinada a sua regulação sob as várias condições de carga e fator de potência. Os dados obtidos foram os seguintes:

Ensaio de resist. a CC	*Ensaio a vazio*	*Ensaio de curto-circuito*
E (entre linhas) = = 6 V CC	Corrente de campo = = 12,5 A CC	Corrente de campo = = 12,5 A CC
I (linha) = 10 A CC	E entre linhas = = 420 V CA	Corrente de linha = corrente nominal

Com os dados acima, imaginando que o alternador está ligado em estrela, calcule:
a. A resistência efetiva, a reatância e a impedância síncrona por fase
b. A regulação de tensão do alternador para fatores de potência de 0,8 em avanço e em atraso.

Solução:

Imaginando que o alternador está ligado em estrela:

a. $I_a \text{ nominal} = \dfrac{\text{kVA} \times 1.000}{V_l\sqrt{3}} = \dfrac{1.000.000}{1.100 \times 1,73} = 52,5 \text{ A}$

$R_{CC} = \dfrac{V_l}{2I_a} = \dfrac{6 \text{ V}}{2 \times 10} = \mathbf{0,3\ \Omega/enrolamento}$ e

$R_{CA} = 0,3 \times 1,5 = \mathbf{0,45\ \Omega/fase}$

$$Z_f = \frac{E_{gf}}{I_a} = \frac{420}{\sqrt{3} \times 52,5} = \mathbf{4,62\ \Omega/fase} \tag{6-6}$$

$\dot{X}_s = \dot{Z}_f - \dot{R}_a = \sqrt{(4{,}62)^2 - (0{,}45)^2} = \mathbf{4{,}61\ \Omega/fase}$ [da Eq. (6-7)]

b. $V_f = \dfrac{V_l}{\sqrt{3}} = \dfrac{1.100}{\sqrt{3}} = 635$ V/fase

$I_aR_a = 52{,}5$ A × 0,45 Ω = 23,6 V/fase

$I_aX_s = 52{,}5$ A × 4,61 Ω = 242 V/fase

Para o fator de potência de 0,8 em atraso

$E_{gf} = (V_f \cos\theta + I_aR_a) + j(V_f \operatorname{sen}\theta + I_aX_s)$ [da Eq. (6-8)]

$= (635 \times 0{,}8 + 23{,}6) + j(635 \times 0{,}6 + 242)$

$= 530 + j\,623 = 820$ V/fase

$$R\% = \frac{V_o - V_n}{V_n} \times 100 \qquad (3\text{-}9)$$

$$= \frac{820 - 635}{635} \times 100 = \mathbf{29{,}1\ por\ cento}$$

Para o fator de potência de 0,8 em avanço

$$E_{gf} = (V_f \cos\theta + I_aR_a) + j(V_f \operatorname{sen}\theta - I_aX_s) \qquad (\text{Eq. 6-8})$$

$= (635 \times 0{,}8 + 23{,}6) + j(635 \times 0{,}6 - 242)$

$= 530 + j\,139 = 548$ V/fase

$$R\% = \frac{548 - 635}{635} \times 100 \qquad (3\text{-}9)$$

$= -$ **13,65 por cento**

EXEMPLO 6-5: Repita o Exemplo 6-4 supondo que o alternador está ligado em delta e as medidas feitas são as mesmas.

Solução:

Admitindo o alternador ligado em delta:

$V_l = V_f = \mathbf{420\ V}$ (do ensaio de curto-circuito)

$I_f = \dfrac{I_L}{\sqrt{3}} = \dfrac{52{,}5\ \text{A}}{1{,}73} = \mathbf{30{,}31\ A}$

$Z_s = \dfrac{420\ \text{V}}{30{,}31\ \text{A}} = \mathbf{13{,}86\ \Omega/fase}$

R_{eff} em Δ = 3 × R_{eff} em estrela = 3 × 0,45 Ω/fase = **1,35 Ω/fase**

$$X_s = \sqrt{Z_s^2 - R_{eff}^2} = \sqrt{(13{,}86)^2 - (1{,}35)^2} = \mathbf{13{,}8\ \Omega/fase} \qquad (6\text{-}7)$$

Note-se que, em cada caso, a resistência equivalente, a reatância e a impedância por fase ligada em delta é *três vezes* o valor correspondente à ligação em estrela (veja Exemplo 6-4).

Tensão nominal $V_l = V_f = 1.100$ V e $I_f = 30{,}31$ A/fase

$I_aR_a = 30{,}31 \times 1{,}35 = 40{,}8$ V/fase

$I_aX_s = 30{,}31 \times 13{,}8 = 4{,}19$ V/fase

Para o fator de potência de 0,8 em atraso

$$E_{gf} = (V_f \cos\theta + I_a R_a) + j(V_f \text{ sen } \theta + I_a X_s) \quad (6\text{-}8)$$
$$= (1.100 \times 0{,}8 + 40{,}8) + j(1.100 \times 0{,}6 + 419)$$
$$= 920{,}8 + j\,1.079$$
$$= 1.421 \text{ V/fase}$$

$$R\% = \frac{V_o - V_n}{V_n} \times 100 \quad (3\text{-}9)$$
$$= \frac{1.421 - 1.100}{1.100} \times 100$$
$$= 29{,}1 \text{ por cento (como no Exemplo 6-4)}$$

Para o fator de potência de 0,8 em avanço

$$E_{gf} = (V_f \cos\theta + I_a R_a) + j(V_f \text{ sen } \theta - I_a X_s) \quad (6\text{-}8)$$
$$= (1.100 \times 0{,}8 + 40{,}8) + j(1.100 \times 0{,}6 - 419)$$
$$= 920{,}8 + j\,241$$
$$= 950 \text{ V/fase}$$
$$R\% = \frac{950 - 1.100}{1.100} \times 100 \quad (3\text{-}9)$$
$$= -13{,}65 \text{ por cento (como no Exemplo 6-3).}$$

Os Exemplos 6-3 e 6-4 provam conclusivamente que, *independente* da hipótese feita (estrela ou delta) para o tipo de ligação do alternador, se os cálculos forem efetuados *consistente e completamente*, obter-se-ão os *mesmos* resultados. A hipótese da ligação em estrela é *recomendada*, devido à relativa simplicidade com que se calculam os valores da resistência a CC e efetiva entre linhas. Além disso, a maioria dos alternadores é, de fato, ligada em estrela, uma vez que a ligação com neutro permite que se forneça um circuito de proteção em relação à terra. Além disso, a ligação em estrela produz automaticamente uma tensão de linha mais elevada para uma dada tensão de fase, e é por isto preferida onde se deva transmitir uma potência CA a grande distância.

6-11. HIPÓTESES INERENTES AO MÉTODO DA IMPEDÂNCIA SÍNCRONA

O exame da Fig. 6-8 e da Eq. (6-6) revela que a impedância síncrona é, sempre, a relação do valor tirado da curva correspondente ao circuito aberto para o da curva de curto-circuito. Quando as duas *curvas* são *lineares*, a impedância síncrona é *constante*, isto é, a relação entre dois pontos em linhas retas. Acima do joelho da curva de saturação, entretanto, diminui a impedância síncrona conforme as curvas se aproximam. Como mostra a Fig. 6-8, a impedância síncrona é obtida bem *abaixo* da saturação e é, por isto, *maior* que sob as condições normais de operação. O que é pior, entretanto (como se pode ver nos Exs. 6-3 e 6-4), é o fato da resistência da armadura ser desprezível quando comparada à reatância síncrona por fase. Sob as condições de curto-circuito, portanto, a corrente da armadura se atrasa em relação à tensão gerada, de quase 90°, e a reação da armadura é quase

totalmente *desmagnetizante*, muito maior que sob as condições normais. Este efeito desmagnetizante reduz ainda mais o grau de saturação. O efeito devido à reação da armadura é, pois, *demasiadamente* pronunciado e os correspondentes valores da reatância e da impedância síncrona, calculados por este método, são *grandes demais*. Algumas vezes tenta-se compensar isso, reduzindo a reatância síncrona de 0,75 do valor calculado.

Outra hipótese refere-se às Figs. 6-3 e 6-4, onde admitimos que os efeitos do fluxo da reação da armadura induzem uma tensão que pode ser somada à queda de tensão na reatância da armadura, e que esta tensão é função da corrente de carga. Nenhuma destas hipóteses é absolutamente correta, uma vez que o deslocamento do fluxo da armadura varia com o fator de potência bem como com a corrente de carga, e a distorção produzida no fluxo principal do campo se apresenta como mostra a Fig. 5-3. Assim, o *fluxo da armadura* e sua fem resultante (razão pela qual este método, algumas vezes, é chamado de método da fem) *não podem* ser imaginados como estando sempre *em fase* com a reatância da armadura.

Outra hipótese ainda feita é a de que o caminho do fluxo da armadura, produzido pela sua respectiva fmm, é constante através do ferro da armadura, do entreferro, e dos pólos do campo. Conforme o fluxo da armadura se desloca com o fator de potência, a relutância do circuito magnético varia, principalmente para as máquinas que dispõem de pólos salientes e de grandes espaços interpolares. Esta variação na relutância e no fluxo da armadura com o fator de potência, ao invés de com a corrente de carga, ocasiona algumas diferenças entre os valores reais (por carregamento direto) da regulação e os calculados pelo método da impedância síncrona.

A despeito das imprecisões teóricas do método da fem ou da impedância síncrona, para a determinação de regulação, ele *é efetivamente* o mais simples no que diz respeito a ensaios, cálculos e compreensão. Os valores "pessimistas" a que ele conduz para a reatância síncrona[4] não constituem propriamente uma desvantagem quando nos conscientizamos disso e podemos permitir tolerâncias.

6-12. CORRENTE DE CURTO-CIRCUITO E O USO DE REATORES PARA LIMITE DE CORRENTE

Embora os alternadores estejam protegidos por disjuntores e outros dispositivos para proteção em relação à sobrecarga, estes poderão requerer alguns ciclos para que respondam a ela. No instante do curto-circuito, apenas a resistência quase desprezível do alternador limita a corrente, uma vez que, apenas após alguns ciclos, a reação da armadura enfraquecerá apreciavelmente o campo desmagnetizando-o. Este afluxo momentâneo de uma corrente máxima de curto-circuito

[4]Um método mais acurado, algumas vezes utilizado na determinação da reatância síncrona, é o chamado "método do escorregamento", que utiliza as componentes da reatância síncrona: X_d, reatância síncrona do eixo direto, e X_q, reatância síncrona do eixo em quadratura. Desenham-se diagramas vectoriais, usando as variações destas reatâncias para a posição dos pólos em relação ao estator, e o valor E_{gf} é determinado a partir dos diagramas. Os detalhes deste método estão além do escopo desta obra; informações adicionais podem ser encontradas em B. L. Robertson e L. J. Block, *Electric Circuits and Machines*, Second Edition, Princeton, Van Nostrand, 1957, p. 221-7.

pode ser excessivo, a ponto de implicar em dano para chaves, barramentos e mesmo para os enrolamentos da máquina. Costuma-se, pois, colocar *reatores de limitação da corrente*, que consistem de espiras de cabos calibrosos ou barras, em série com cada fase do estator do alternador, externamente à máquina. Sem os reatores em série, a corrente de curto-circuito pode atingir valores da ordem de dez vezes a corrente de plena carga. Com os reatores em série, é usual limitar-se aquele valor a cerca de duas vezes a corrente de plena carga, criando os reatores uma queda na impedância (quase uma reatância pura) da ordem de vinte por cento da tensão nominal do alternador. Transcorridos poucos ciclos de afluxo da corrente, a reação da armadura reduz a corrente de curto-circuito do valor máximo para o seu valor equilibrado ou constante de curto-circuito, que pode ser simultaneamente interrompido pelos equipamentos de sobrecarga.

É principalmente devido à proteção do curto-circuito que *não* se tenta compensar a reação da armadura em alternadores grandes (ver a última sentença da Seç. 5-7). Em vez disto, costuma-se projetar alternadores com uma relação elevada entre os valores da reatância síncrona da armadura e da resistência para reduzir a corrente constante de curto-circuito a aproximadamente o valor da corrente nominal, como mostra o exemplo seguinte.

EXEMPLO 6-6: Um alternador trifásico de 165.000 kWA, 11.000 V, ligação estrela tem uma reatância síncrona de 1,0 ohm e uma resistência de armadura de 0,1 ohm/fase. Calcule:

a. A máxima corrente de curto-circuito no instante do curto e da sobrecarga.
b. A corrente permanente de curto-circuito e sobrecarga.
c. A máxima corrente de curto-circuito com reatores de 0,8 Ω de reatância/fase e resistência desprezível.

Solução:

$$E_f \text{ nominal} = \frac{E_l}{\sqrt{3}} = \frac{11.000}{1,73} = 7.040 \text{ V}$$

$$I_f \text{ nominal} = \frac{\text{kVA} \times 1.000}{3\,E_f} = \frac{165.000 \times 1.000}{3 \times 7.040} = 7.810 \text{ A}$$

$$\text{a. } I_{max} = \frac{E_f}{R_f} = \frac{7.040 \text{ V}}{0,1\ \Omega} = \mathbf{70.400\ A}$$

$$\text{sobrecarga} = \frac{70.400 \text{ A}}{7.810 \text{ A}} = \mathbf{9 \times corrente\ nominal}$$

$$\text{b. } I_{permanente} = \frac{E_f}{Z_f} = \frac{7.040 \text{ V}}{1\ \Omega} = \mathbf{7.040\ A}$$

$$\text{sobrecarga} = \frac{7.040 \text{ A}}{7.810 \text{ A}} = \mathbf{0,9 \times corrente\ nominal}$$

$$\text{c. } I_{max} = \frac{E_f}{Z_t} = \frac{7.040 \text{ V}}{0,1 + j0,8} = \frac{7.040 \text{ V}}{0,814\ \Omega} = \mathbf{8.640\ A}$$

BIBLIOGRAFIA

1. ALGER, P. L. *The nature of polyphase induction machines.* New York, Wiley/Interscience, 1951.
2. AMERICAN STANDARDS ASSOCIATION. *Synchronous generators and motors.* New York, ASA, (ASA C50.1).
3. BEWLEY, L. V. *Alternating current machinery.* New York, Macmillan, 1949.
4. —. *Tensor analysis of electrical circuits and machines.* New York, Ronald Press, 1961.
5. CARR, C. C. *Electrical machinery.* New York, Wiley & Sons, 1958.
6. CROSNO, C. D. *Fundamentals of electromechanical conversion.* New York, Harcourt, Brace, Jovanovich, 1968.
7. DANIELS. *The performance of electrical machines.* New York, McGraw-Hill, 1968.
8. FITZGERALD, A. E. & KINGSLEY, C. *The dynamics and statics of electromechanical energy conversion.* 2. ed. New York, McGraw-Hill, 1961.
9. FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, JR. C.; KUSKO, A. *Electric machinery.* 3. ed. New York, McGraw-Hill, 1971.
10. GEMLICH, D. K. & HAMMOND, S. B. *Electromechanical systems.* New York, McGraw-Hill, 1967.
11. HINDMARSH, J. *Electrical machines.* Elmsford, N. Y., Pergamon Press, 1965.
12. JONES, C. V. *The unified theory of electrical machines.* New York, Plenum Publishing, 1968.
13. KOENIG, H. E. & BLACKWELL, W. A. *Electromechanical system theory.* New York, McGraw-Hill, 1961.
14. LIWSCHITZ, M. M.; GARIK, M; WHIPPLE, C. C. *Alternating current machines.* Princeton, N. J., Van Nostrand, 1946.
15. MAJMUDAR, H. *Introduction to electrical machines.* Boston, Allyn and Bacon, 1969.
16. MCFARLAND, T. E. *Alternating current machines.* Princeton, N. J., Van Nostrand, 1948.
17. MEISEL, J. *Principles of electromechanical energy conversion.* New York, McGraw-Hill, 1966.
18. NASAR, S. A. *Electromagnetic energy conversion devices and systems.* Englewood Cliffs, N. J., Prentice-Hall, 1970.
19. O'KELLY & SIMMONS. *An introduction to generalized electrical machine theory.* New York, McGraw-Hill, 1968.
20. PUCHSTEIN, A. F.; LLOYD, R.; CONRAD, A. G. *Alternating current machines.* 3. ed. New York, Wiley/Interscience, 1954.
21. ROBERTSON, B. L. & BLACK, L. J. *Electric circuits and machines.* 2. ed. Princeton, N. J., Van Nostrand, 1957.
22. SCHMITZ, N. L. & NOVOTNY, D. W. *Introductory electromechanics.* New York, Ronald Press, 1965.
23. SEELY, S. *Electromechanical energy conversion.* New York, McGraw-Hill, 1962.
24. SELMON. *Magnetoelectric devices: transducers, transformers and machines.* New York, Wiley/Interscience, 1966.
25. SKILLING, H. H. *Electromechanics: a first course in electromechanical energy conversion.* New York, Wiley/Interscience, 1962.
26. THALER, G J. & WILCOX, M. L. *Electric machines: dynamics and steady state.* New York, Wiley/Interscience, 1966.
27. WHITE, D. C. & WOODSON, H. H. *Electromechanical energy conversion.* New York, Wiley/Interscience, 1959.

QUESTÕES

6-1. Para um alternador, estabeleça:
   a. A relação entre o torque eletromagnético desenvolvido nos condutores da armadura e o torque aplicado pela máquina primária que aciona o alternador.
   b. A relação entre a tensão gerada na armadura por fase, a corrente de armadura e a tensão nos terminais da armadura, também por fase.
   c. As relações expressas em (b) em forma de uma equação.
   d. A equação da tensão gerada por fase em termos de número de espiras por fase.

6-2. Um estudo de máquinas CC mostra que se gera CA nos condutores de uma armadura girante. Isto leva à possível vantagem da construção de uma máquina universal capaz de suprir CA ou CC (ou ambas), tendo armaduras girantes e campos estacionários. Explique:
   a. Por que raramente se utiliza a máquina universal.
   b. Dê 7 razões convincentes para a utilização de armaduras estacionárias e campos girantes em máquinas CA.

6-3. a. Descreva dois tipos construtivos de campos girantes utilizados em alternadores.
   b. Que fatores determinam a escolha do tipo construtivo?
   c. Como é possível distinguir-se entre os dois tipos construtivos com base na aparência geral?

6-4. a. Desenhe o circuito equivalente de um alternador trifásico de ligação estrela, ligado a uma carga trifásica equilibrada reativa.
   b. Escreva a equação que expressa a relação entre a tensão gerada por fase e a tensão nos terminais por fase, incluindo os fatores que são responsáveis pela diferença entre elas.

6-5. Desenhe diagramas fasoriais mostrando a relação entre V_f e E_{af} para cargas com:
   a. fator de potência unitário
   b. fator de potência em atraso
   c. fator de potência em avanço.

6-6. a. Com base nos valores de fase, represente as características de tensão-carga de um alternador para as três condições da questão 6-5 acima.
   b. Sob que condições de carga é possível para um alternador ter sua regulação nula?

6-7. a. Compare a regulação de tensão inerente a um gerador CC de excitação independente com a de um alternador de excitação independente e enumere as vantagens daquele.
   b. Explique por que motivo a reação da armadura é sempre compensada nos geradores CC, mas nunca o é nos alternadores CA.

6-8. a. Defina impedância síncrona.
   b. Quais são as vantagens deste conceito e onde o utilizamos?

6-9. Em relação ao ensaio da impedância síncrona para determinar a regulação em tensão do alternador:
   a. desenhe as ligações do circuito de ensaio
   b. descreva as precauções requeridas para a medida da resistência efetiva da armadura e explique por que se faz uma medida de CC em vez de CA
   c. explique por que se utiliza um método convencional para predizer a regulação em tensão e o rendimento, em vez do carregamento direto
   d. explique que precauções são necessárias para realizar-se o ensaio a circuito aberto
   e. descreva o ensaio de curto-circuito.

6-10. Para o método da impedância síncrona, explique:
   a. por que é chamado um "método pessimista"
   b. por que Z_s, calculada a partir das curvas da Fig. 6-8, não é constante, mas decresce para os valores maiores da corrente de campo

c. pelo menos quatro hipóteses do método que não sejam equivalentes ao carregamento direto e que, por isso, causem diferenças no cálculo da regulação
d. por que o utilizamos apesar destas desvantagens.

6-11. a. Explique por que os alternadores são intencionalmente projetados para ter uma relação elevada da reatância da armadura para a sua resistência.
b. Sob que condições utilizam-se reatores limitadores de corrente?

6-12. Admitindo que um alternador ligado em delta é ensaiado pelos métodos mostrados na Fig. 6-7 e que *todas* as medidas são feitas de tensões *entre* linhas e correntes *de* linha, explique por que:
a. obtêm-se os mesmos resultados supondo-se que o alternador é ligado em estrela
b. é preferível imaginar-se que o alternador está ligado em estrela
c. é necessário manter-se a hipótese em todos os sentidos durante *todos* os cálculos.

PROBLEMAS

6-1. Calcule:
a. O número necessário de pólos para que um alternador, acionado por uma máquina primária de 720 rpm, gere uma tensão CA na freqüência de 60 Hz.
b. De dois a dez pólos, calcule as diferentes velocidades das máquinas primárias requeridas para gerar-se 25 Hz.
c. A freqüência produzida num alternador de 10 pólos acionado por uma máquina primária de 800 rpm.

6-2. Dado um alternador síncrono de quatro pólos, 60 Hz, acionado a 1.000 rpm, calcule
a. O efeito em sua tensão gerada.
b. O efeito em sua reatância de dispersão da armadura.
c. O efeito em sua reação da armadura.

6-3. Um alternador de 600 kVA, 125 V, ligação em delta é religado em estrela. Calcule seus novos valores nominais em:
a. volts
b. ampères
c. quilovolt-ampères.

6-4. Um alternador de 1.000 kVA, 440 V, ligação em estrela é religado em delta. Calcule seus novos valores nominais em:
a. volts
b. ampères
c. quilovolt-ampères.

6-5. Um alternador ligado em delta alimenta uma carga resistiva, também ligada em delta, que requer 150 kW a 550 V. Calcule
a. A corrente de linha.
b. A corrente de linha entregue à *mesma* carga resistiva e a potência total dissipada, se o alternador for religado em estrela e acionado à mesma velocidade e excitação do item anterior.

6-6. Uma carga trifásica de 10 Ω/fase pode ser ligada por meio de chaves em estrela ou delta. Se ligada a um alternador trifásico, de 220 V, calcule
a. A potência dissipada na ligação em estrela.
b. A potência dissipada na ligação em delta.
c. A relação de (b) para (a).

6-7. Um alternador trifásico entrega 500 kW a um grupo de motores de indução com fator de potência de 0,8 em atraso. Se a capacidade do alternador é 750 kVA, calcule

a. O número de lâmpadas de 100 W que pode ser alimentado, além dos motores, sem que o alternador ultrapasse a sua carga nominal.
b. Repita (a) se o fator de potência dos motores cai para 0,7.

6-8. Um alternador de 1.500 kVA, 13 kV, trifásico, de ligação em estrela tem uma resistência de armadura de 0,9 Ω e uma reatância síncrona de 8,0 Ω. Quando ele estiver suprindo a carga nominal à tensão nominal, calcule a tensão gerada para cargas de
a. fator de potência unitário
b. fator de potência 0,8 em atraso
c. fator de potência 0,8 em avanço.
d. Calcule a regulação de tensão para cada uma dessas cargas e determine a melhor regulação.

6-9. Um alternador trifásico de 2.500 kVA, 13.000 V tem uma resistência de armadura de 0,3 Ω/fase e uma reatância síncrona de 4,0 Ω/fase. A excitação do alternador é ajustada em cada um dos casos para que a carga seja alimentada com a tensão nominal. Se, uma vez feito o ajuste, a carga for subitamente removida dos terminais do alternador, calcule a tensão por fase a vazio e o seu valor de linha para cargas de
a. fator de potência unitário
b. fator de potência 0,8 em atraso
c. fator de potência 0,8 em avanço.
d. Calcule a regulação em tensão para cada uma dessas cargas e determine a melhor regulação.

6-10. Um alternador trifásico de 2.500 kVA, 2.300 V, ligado em delta tem uma resistência de 0,1 Ω/fase e uma reatância síncrona de 1,5 Ω/fase. O alternador é ajustado à tensão nominal *a vazio*. Calcule a sua tensão nos terminais quando passa a fornecer a corrente nominal a um fator de potência de 0,6 em atraso.

6-11. Um alternador trifásico de 100 kVA, 220 V, ligado em estrela tem uma resistência de armadura de 0,1 Ω por fase e uma reatância de 0,5 Ω. Supondo que, quando se lhe liga uma carga de fator de potência 0,4 em atraso, que solicite a corrente nominal, a reação da armadura tenha o dobro do efeito da reatância da armadura, e desprezando o efeito da saturação, calcule
a. A tensão a vazio quando se desliga a carga, mantendo-se a velocidade e a corrente de campo constantes.
b. A tensão a vazio necessária para produzir a corrente nominal, supondo que o alternador esteja curto-circuitado.

6-12. A regulação em tensão de um alternador monofásico de 550 V, 100 kVA deve ser determinada utilizando-se o método da impedância síncrona, a partir dos dados de ensaios seguintes. Quando a armadura do alternador é curto-circuitada através de um amperímetro, o alternador entrega 350 A com uma corrente de excitação de 12 A. Para a mesma corrente de excitação, quando se remove o curto-circuito, uma tensão de 350 V é lida nos terminais da armadura. Medidas feitas com uma ponte de Wheatstone indicaram uma resistência de armadura de 0,1 Ω. Supondo que o alternador tem uma relação de resistência efetiva para ôhmica de 1,25, calcule:
a. A impedância e a reatância síncronas.
b. A regulação de tensão para FP de 0,8 em avanço e em atraso.

6-13. Um alternador trifásico de 2.300 V, 60 Hz, 1.200 kVA é curto-circuitado, posto a girar à velocidade nominal e tem sua excitação de campo aumentada até que circule 1,5 vezes a corrente nominal na armadura. Remove-se então o curto-circuito e, com os mesmos valores de corrente de campo e velocidade, a tensão entre os seus pares de terminais de linha é 1.000 V. A média das resistências a CC dos enrolamentos da armadura para medidas entre linhas é 0,255 Ω. Supondo que o alternador esteja ligado em delta e que 1,4 seja a relação da resistência efetiva para o valor ôhmico, calcule

a. Os valores nominais das correntes de linha e de fase e a resistência a CA, por fase.
b. A queda de tensão na resistência da armadura e na sua reatância síncrona para a tensão nominal.
c. A regulação de tensão para FP 0,8 em avanço e em atraso.

6-14. Repita o problema 6-13, utilizando a hipótese de que o alternador está ligado em estrela.

6-15. a. Tabule os resultados do problema 6-13, utilizando a hipótese da ligação em delta e os problemas 6-14 utilizando a hipótese da ligação em estrela, e calcule a razão dos valores em delta para os valores em estrela para as quantidades seguintes: impedância síncrona por fase, resistência da armadura a CA por fase, reatância da armadura por fase, corrente da armadura por fase, queda de tensão a plena carga na resistência da armadura, queda de tensão a plena carga na reatância da armadura, regulação de tensão para um FP de 0,8 em atraso, regulação de tensão para um FP 0,8 em avanço.

b. Utilizando as relações tabuladas, explique por que a regulação de tensão e as capacidades em kVA para quaisquer das hipóteses devem apresentar uma relação unitária.

Para os dados da tabela abaixo, que correspondem aos dos problemas de 6-16 a 6-19, admitindo uma relação da resistência efetiva para a resistência a CC de 1,3, calcule a regulação em tensão para (a) o fator de potência unitário e (b) os fatores de potência de 0,8 em avanço e em atraso.

	CAPACIDADE			ENSAIO DE RESISTÊNCIA CC		ENSAIO A VAZIO	ENSAIO DE CURTO-CIRCUITO	
	Ligação	kVA	Volts de linha	Volts de linha (CC)	Corrente de linha (CC)	Volts de linha (CC)	Corrente de campo (CC)	Corrente de linha (Eficaz)
6-16.	Y	2.000	2.300 eficaz	1,5 V	10 A	950 ef.	10 A	nominal
6-17.	Δ	1.000	600	10,0	nominal	275	25	nominal
6-18.	Y	25	220	25,0	75	200	5	nominal
6-19.	Y	500	2.300	20,0	40	800	10	nominal

6-20. a. Tabule a regulação de tensão para os fatores de potência unitário e 0,8 em avanço e em atraso, conforme calculados nos problemas de 6-16 a 6-19.

b. A partir de sua tabulação, encontre relações entre os valores das regulações para fatores de potência em avanço e em atraso, e as correspondentes aos fatores de potência unitários.

RESPOSTAS

6-1(a) 10 (b) 1.500 rpm (c) $66\frac{2}{3}$ Hz 6-2(a) 0,555 E nominal (b) mesmo (c) não tem efeito 6-3(a) 216 V (b) 1.600 A (c) 600 kVA 6-4(a) 254 V (b) 2.270 A (c) 1.000 kVA 6-5(a) 157,5 A (b) 272 A, 450 kW 6-6(a) 4.830 W (b) 14.490 W (c) 3:1 6-7(a) 1.500 lâmpadas (b) 500 lâmpadas 6-8(a) 7.580,3 V (b) 8.575 V (c) 7.275 V (d) 0,798, 14,03, 0,732 por cento 6-9(a) 7.543 V (b) 7.800 V (c) 7.275 V (d) 0,439, 3,86, – 3,13 por cento 6-10. 1.450 V 6-11(a) 515 V (b) 393,2 V 6-12(a) 1 Ω, 0,992 Ω (b) – 8,18, 18 por cento 6-13(a) $\sqrt{3} \times 174$ A, 174 A (b) 82,2 V, 661 V (c) – 10,85, 22,2 por cento 6-14(a) 301 A (b) 47,5 V, 384 V (c) – 10,9, 22,2 por cento 6-16 11,42, – 14,28, 31,4 por cento 6-17 13, – 15,5, 34,8 por cento 6-18 43,6, – 4,48, 82 por cento 6-19 8,82, – 13, 26,2 por cento.

SETE

operação em paralelo

7-1. VANTAGENS DA OPERAÇÃO EM PARALELO

O velho provérbio que diz "não ponha todos os ovos numa só cesta" é o princípio fundamental que governa a operação em paralelo. Um sistema útil normalmente consiste de várias estações centrais geradoras, todas operando em paralelo. Em cada estação central pode haver vários alternadores ou geradores CC operando em paralelo. Há numerosas vantagens na subdivisão de um sistema gerador em várias centrais menores, tanto do ponto de vista econômico como do militar. Estas vantagens também se aplicam ao uso de várias unidades geradoras menores, em lugar de uma única máquina maior, embora esta última tenha um rendimento maior quando carregada à sua capacidade nominal. As principais vantagens da operação em paralelo de sistemas ou centrais são:

1. Se uma única unidade de grande potência constitui uma estação e, por uma razão qualquer, deixa de funcionar, com isto deixará de funcionar também a estação; enquanto que, se uma das várias unidades menores necessitar de um reparo, as demais ainda estarão disponíveis para fornecer o serviço necessário.

2. Uma única unidade, para operar com rendimento máximo, deverá ser carregada até sua capacidade nominal. É antieconômico operar-se uma unidade grande se as cargas supridas são pequenas. Várias unidades menores, operadas em paralelo, podem ser removidas ou adicionadas, de forma a atender as flutuações da demanda; cada unidade pode ser operada à sua capacidade nominal ou próxima dela, funcionando assim a estação ou o sistema no seu rendimento máximo.
3. Se há necessidade de um reparo ou de uma parada geral para manutenção, as unidades menores facilitam as operações, do ponto de vista de peças de reposição ou reserva, bem como dos serviços a executar.
4. Quando aumentar a demanda média do sistema ou da central, instalar-se-ão unidades adicionais para acompanhar o acréscimo da demanda. O capital empregado inicialmente será menor e o seu crescimento corresponderá ao crescimento da demanda média.
5. Há limites físicos e econômicos para a capacidade possível de uma só unidade. Por exemplo, em uma determinada estação geradora, a carga pode chegar a 10 milhões de kVA. Embora existam operando unidades de até centenas de milhares de kVA, não se constroem unidades singelas de capacidade suficiente para suprir uma tal demanda da central ou do sistema.

Pelas razões citadas, aconselha-se a operação em paralelo. E costume, em qualquer dada central, empregar-se uma unidade grande para suprir a demanda mínima, e adicionar-se outras unidades conforme varie a demanda durante um período de 24 horas. Quando o crescimento da central requerer o uso contínuo de várias unidades menores, para suprir a crescente demanda mínima, poderá ser instalada uma segunda unidade maior, de capacidade equivalente, e assim por diante.

7-2. RELAÇÕES DE TENSÃO E CORRENTE PARA FONTES DE FEM EM PARALELO

Um circuito em paralelo é definido como aquele no qual a *mesma* tensão entre terminais existe em todas as unidades (em paralelo). Quando se ligam em paralelo várias fontes de fem, como mostra a Fig. 7-1, a *mesma* tensão, V_L, nos barramentos, liga em paralelo as várias fontes, bem como a carga, Z_L (desprezando-se qualquer queda nas linhas que interligam os vários geradores). As relações, a seguir apresentadas, são verdadeiras, independentemente de que as fontes sejam baterias, geradores CC, alternadores, pilhas solares, sistemas de potência, etc.[1]

$$V_L = I_L Z_L = \dot{E}_{g1} - I_1 \dot{Z}_1 = \dot{E}_{g2} - I_2 \dot{Z}_2 = \dot{E}_{g3} - I_3 \dot{Z}_3 \qquad (7\text{-}1)$$

[1] A Eq. 7-1 provém do teorema de Millman, no qual a solução para V_L é obtida usando-se a lei da corrente de Kirchhoff.

$$V_L = \frac{\frac{E_{g1}}{Z_1} + \frac{E_{g2}}{Z_2} + \frac{E_{g3}}{Z_3}}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3}} = \frac{E_{g1} Y_1 + E_{g2} Y_2 + \dot{E}_{g3} Y_3}{Y_1 + Y_2 + Y_3}$$

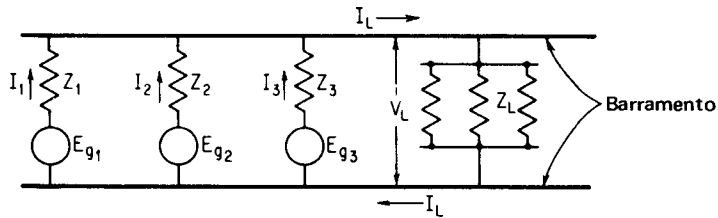



Fig. 7-1 — Relações de corrente e tensão para fontes de fem em paralelo.

onde E_g é a tensão gerada pela(s) fonte(s)
V_L é a tensão terminal no barramento
I_L é a corrente total entregue pelas diferentes fontes à carga
Z_L é a impedância (ou resistência) equivalente da carga
Z_1, Z_2, Z_3 são as impedâncias (ou resistências) internas equivalentes das respectivas fontes de fem
I_1, I_2, I_3 são as respectivas correntes entregues pelas fontes de fem.

Na equação acima, não é necessário que cada fonte produza a mesma fem gerada, ou entregue a mesma corrente à carga. Mas, para que qualquer unidade sirva como *fonte* de fem como indica a Eq. (7-1), *é* necessário que a fem gerada por aquela unidade *exceda* a tensão de barramento V_L, a fim de que ela entregue corrente *ao* barramento.

Se uma fonte de fem produz uma tensão E_g, que seja exatamente igual à tensão terminal de barramento, V_L, diz-se que a fonte está *flutuando* na linha, isto é, não entrega nem solicita corrente do barramento. Por exemplo, se $E_{g3} = V_L$ na Fig. 7-1, I_3 é igual a zero; e não há queda de tensão interna relativa à fonte E_{g3}, uma vez que não se entrega nem se solicita corrente do barramento.

Se uma fonte de fem produz uma tensão E_g, que seja *menor* que a do barramento, será entregue uma corrente pelo barramento, ou seja, pelas outras fontes em paralelo, *para suprir esta fonte.* Uma vez que a corrente circula *para* a fonte quando a tensão do barramento excede a tensão da fonte, a relação entre elas será expressa pela equação

$$\dot{V}_L = \dot{E}_g + I_g\dot{Z}_g \quad \text{ou} \quad \dot{E}_g = \dot{V}_L - I_g\dot{Z}_g \tag{1-9}$$

onde I_g é a corrente e Z_g é a impedância (ou resistência) interna da fonte geradora.

Quando a fonte da fem é uma maquina girante, cuja fem gerada E_g *excede a tensão nos terminais do barramento* a operação da máquina é chamada ação-gerador [Eq. (1-10)] e a máquina funciona como *gerador.*

Quando a fem gerada pela máquina é menor que a tensão aplicada à armadura, e a máquina *recebe* corrente do barramento [Eq. (1-9)], a operação da máquina é chamada ação-motor e a máquina funciona como *motor.* Conseqüentemente, qualquer gerador (em paralelo com um barramento), cuja excitação seja reduzida de modo que a tensão gerada seja *menor* que a do barramento, passa a funcionar como motor; diz-se então que um tal gerador está *motorizado.*

A potência total *gerada* por uma máquina, em valores por fase, quer para funcionamento como motor, quer como gerador, é

$$P_{g1} = E_{g1}\, I_{a1} \cos\, \theta_1 \tag{7-2a}$$

onde E_{g1} é a tensão gerada por fase
I_{a1} é a corrente de fase
θ_1 é o ângulo de fase entre E_{g1} e I_{a1}

enquanto que a potência *entregue* ou *recebida* do barramento, em valores por fase, é

$$P_{L1} = V_{L1} I_{L1} \cos\, \theta_1 \tag{7-2b}$$

onde V_{L1} é a tensão nos terminais (por fase) no barramento ou entre linhas
I_{L1} é a corrente (de fase) que entra ou deixa o barramento ou as linhas.

No funcionamento como *gerador*, quando a fonte entrega potência ao barramento, P_g *excede* P_L da potência consumida dentro da própria fonte.

No funcionamento como *motor*, quando a fonte está recebendo potência do barramento e está "motorizada", P_L excede P_g da potência consumida dentro da própria fonte. P_g é a *potência interna desenvolvida* pela armadura da máquina na direção de rotação da armadura, como se nota na Eq. (4-7) para os motores CC.

O Ex. 7-1 abaixo trata das distinções entre as Eqs. (7-2a) e (7-2b) para três máquinas em paralelo, nas quais uma funciona como gerador, uma está flutuando e uma funciona como motor. O Ex. 7-1 usa máquina CC para simplificar os cálculos.

EXEMPLO 7-1: Três máquinas-derivação CC, acionadas cada uma por sua máquina primária com resistência de campo de 120 Ω e de armadura de 0,1 Ω, são ligadas a um barramento de 120 V. As máquinas A, B e C têm tensões geradas de 125 V, 120 V e 114 V respectivamente. Calcule para cada máquina:

a. A corrente de linha drenada ou entregue ao barramento, e a corrente de armadura.
b. A potência drenada ou entregue ao barramento, e a potência gerada.

Solução:

$$\text{a. } I_{gA} = \frac{E_g - V_L}{R_a} = \frac{125 - 120}{0{,}1} = 50 \text{ A} \tag{7-1}$$

$$I_f = \frac{120 \text{ V}}{120\ \Omega} = 1 \text{ A}$$

A máquina A entrega 50 A ao barramento e tem uma corrente de armadura de 50 A + 1 A = 51 A

Para a máquina B, $I_{gB} = \dfrac{120 - 120}{0{,}1} = 0$

A máquina B está flutuando e tem uma corrente de armadura e de campo de 1 A.

Para a máquina C, $I_{gC} = \frac{V_L - E_g}{R_a} = \frac{120 - 114}{0,1} = 60$ A

A máquina C recebe 61 A do barramento e tem uma corrente de armadura de 60 A.

b. 1. A potência entregue ao barramento pela máquina A é

$$P_{LA} = V_L I_L = 120 \times 50 = 6.000 \text{ W} \tag{7-2b}$$

a potência gerada pela máquina A é

$$P_{gA} = E_g I_a = 125 \times 51 = 6.375 \text{ W} \tag{7-2a}$$

2. Desde que a máquina B não entrega nem recebe potência do barramento,

$$P_B = 0$$

a potência gerada pela máquina B, para excitar seu campo é

$$P_{gB} = E_g I_a = 120 \times 1 = 120 \text{ W}$$

3. A potência entregue pelo barramento à máquina C é

$$P_{LC} = V_L I_L = 120 \times 61 = 7.320 \text{ W}$$

enquanto a potência interna entregue, no sentido da rotação de sua máquina primária, para auxiliar a rotação é

$$P_{gC} = E_g I_a = 114 \times 60 = 6.840 \text{ W}$$

7-3. OPERAÇÃO EM PARALELO DE GERADORES-DERIVAÇÃO

Os geradores-derivação se adaptam à operação em paralelo, particularmente devido à sua característica tensão decrescente com a carga. Isto pode ser constatado por um exame da Fig. 7-2, que mostra dois geradores-derivação (de características externas ou capacidades diferentes) ligados em paralelo, entregando corrente a uma carga externa. Uma vez que eles estão em paralelo, a mesma tensão V_L existe no barramento. O gerador 2 entrega uma corrente I_2 e o gerador 1 entrega uma corrente I_1 ao barramento e à carga.

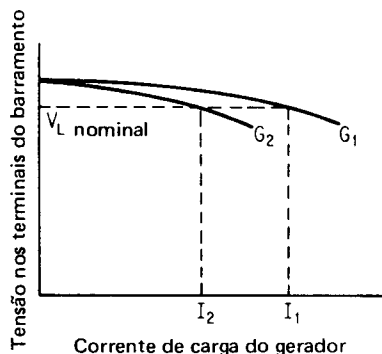



Fig. 7-2 — Divisão de carga entre dois geradores-derivação CC ligados em paralelo.

Imaginemos agora que a máquina primária do gerador 1 aumente momentaneamente a sua velocidade. Isto produzirá um aumento na tensão gerada do gerador 1 e também um acréscimo da tensão nos terminais do barramento, fazendo-o entregar mais corrente à carga. Imaginando que a resistência da carga permaneça constante, duas condições se cumprem: (1) O(s) gerador(es) restante(s) carrega(m) menos carga e sua tensão terminal aumenta, fazendo-o(s) tomar(em) de volta uma parcela da carga; e (2) o súbito aumento da carga no gerador 1 faz com que sua tensão caia, como indica a característica da Fig. 7-2.

Imaginando que a carga, em ambos os geradores da Fig. 7-2, aumente ou diminua, a tensão do barramento ou de carga, V_L, diminuirá ou aumentará, respectivamente, e cada gerador carregará uma parcela proporcional da carga.

Assim, as duas condições descritas acima tendem a *opor-se* e a *reduzir* a tendência de que qualquer gerador-derivação, ligado em paralelo, entregue corrente ao barramento para tomar mais do que sua parcela de carga. Por isso, qualquer fonte de tensão que possua uma característica de tensão *descendente,* operará em equilíbrio estável quando ligada em paralelo a outras fontes de características *semelhantes.*

EXEMPLO 7-2: O gerador 1 da Fig. 7-2 tem a capacidade de 300 kW, e o gerador 2 de 600 kW, a uma tensão nominal (de ambos) de 220 V CC. Se a tensão a vazio dos dois é 250 V, imaginando características lineares, calcule:

A carga total e os kW de saída, de cada gerador, quando a tensão nos terminais for a. 230 e b. 240 V. c. O percentual dos kW nominais com que contribui cada alternador nas respectivas tensões geradas.

Solução:

a. A 230 V

O gerador 1 fornece $\frac{250-230}{250-220} \times 300 \text{ kW} = \frac{2}{3} \times 300 \text{ kW} = \mathbf{200 \text{ kW}}$

O gerador 2 fornece $\frac{2}{3} \times 600 \text{ kW} = \mathbf{400 \text{ kW}}$

b. A 240 V

O gerador 1 fornece $\frac{250-240}{250-220} \times 300 \text{ kW} = \frac{1}{3} \times 300 \text{ kW} = \mathbf{100 \text{ kW}}$

O gerador 2 fornece $\frac{1}{3} \times 600 \text{ kW} = \mathbf{200 \text{ kW}}$

c. Os dois geradores estarão a vazio em 250 V; a 1/3 da carga nominal a 240 V; a 2/3 da carga nominal a 230 V; e à carga nominal a 220 V.

7-4. CONDIÇÕES NECESSÁRIAS PARA OPERAÇÃO EM PARALELO DE GERADORES-DERIVAÇÃO[2]

É evidente do Ex. 7-2 que, se dois geradores-derivação devem repartir igual-

[2]Na presente discussão, imagina-se que as características de velocidade das máquinas primárias, que acionam os geradores, sejam ou constantes ou descendentes. Uma vez que estamos preocupados com as máquinas elétricas, não se mencionarão as características das máquinas primárias ou dos vários tipos que podem ser utilizados.

mente a carga total *em proporção* às suas *capacidades de saída em kilowatt*, as seguintes condições serão necessárias:

1. Cada gerador deve ter a *mesma* tensão *nominal* e a *mesma regulação* em tensão (queda de tensão desde a vazio até plena carga).
2. As polaridades de todos os geradores ligados em paralelo devem ser tais que estejam *em oposição* (isto é, mais com mais, menos com menos), e as tensões geradas devem ser mais altas que a tensão do barramento.

Como primeiro requisito, há três fatores que afetam a regulação de tensão de um gerador-derivação auto-excitado (Seç. 3-13), ou sejam, a queda de tensão interna I_aR_a, a reação da armadura, e o decréscimo da corrente de campo provocado pela queda de tensão na armadura. Não é essencial que cada um destes efeitos seja semelhante para as duas máquinas, mas as características externas resultantes devem ser semelhantes na forma.

Com respeito ao segundo requisito acima, deve-se notar na Fig. 7-3 que, sem carga ligada ao barramento, os dois geradores estarão ligados a ele de modo que suas fem se opõem e não há troca de corrente entre eles ou entre eles e o barramento.

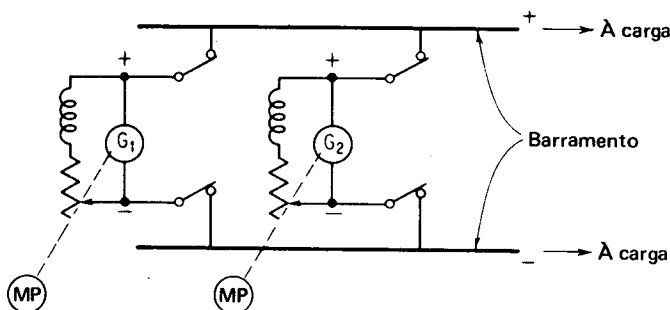



Fig. 7-3 — Dois geradores-derivação ligados em paralelo.

7-5. OPERAÇÃO EM PARALELO DE GERADORES COMPOSTOS

À primeira vista, poderia parecer que o funcionamento em paralelo de geradores compostos fosse tão simples quanto o dos geradores-derivação.

Isto será verdade, se os geradores compostos forem diferencialmente compostos, ou cumulativamente hipocompostos.

Mas os compostos planos ou hipercompostos *não* operam satisfatoriamente em paralelo, a não ser que se lhes acrescente uma compensação adicional. A característica externa *ascendente* dos geradores planos e hipercompostos leva à *instabilidade*, como mostra a Fig. 7-4a. Como no caso discutido previamente dos geradores-derivação, se a máquina primária do gerador 1 aumenta sua velocidade, o efeito no desempenho do gerador será:

1. O gerador 1 desenvolve uma fem gerada mais elevada, carregando-se mais. Mas esta carga mais elevada no gerador 1 faz com que a tensão tenda a aumentar. O gerador 1 assume mais carga, aumenta novamente a tensão, e assim sucessivamente, até que ele assume *toda* a carga.
2. O gerador 2, ao mesmo tempo, perde carga, sua tensão cai, então ele assume menos carga com uma nova queda na tensão resultante, até que ele deixa de suprir a carga e passa mesmo a ser alimentado como motor, devido à diferença da tensão gerada entre os geradores 2 e 1.

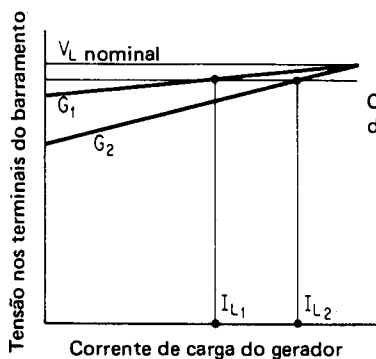
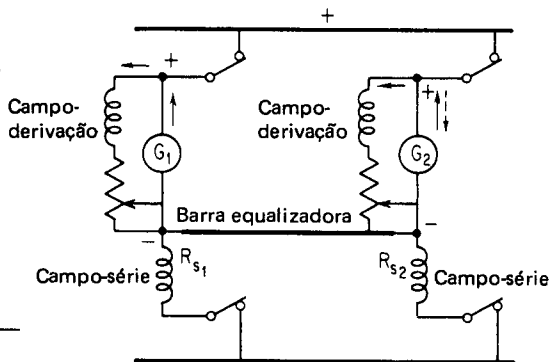



Fig. 7-4 — Dois geradores hipercompostos dividindo a carga em paralelo.

Consegue-se equilíbrio *estável* entre geradores compostos cumulativos através de uma *barra equalizadora*, ou seja um barramento ou um cabo de baixa resistência, ligado ao *lado da armadura* do campo-série da *mesma polaridade* em *cada* máquina. Com efeito, a barra equalizadora coloca em paralelo *todos* os campos-série de todos os geradores compostos ligados em paralelo, como mostra a Fig. 7-4b.

7-6. CONDIÇÕES NECESSÁRIAS PARA A OPERAÇÃO EM PARALELO DE GERADORES COMPOSTOS

Ao colocar em paralelo os campos-série de todos os geradores compostos em paralelo, a barra equalizadora mantém a *mesma* tensão aplicada em *todos* aqueles campos. Esta relação elétrica favorece o equilíbrio estável e tem o mesmo efeito do produzido por uma característica de tensão descendente na igualação da carga. A ação da barra equalizadora é a que se segue:

1. Suponha que o gerador 1 aumente a tensão nos seus terminais, devido a um acréscimo de velocidade da sua máquina primária, como antes. O acréscimo de tensão, devido a uma característica ascendente de tensão, produz um acréscimo de carga. A corrente aumentada na armadura e no campo-série do gerador 1 causa um acréscimo na tensão

de todos os campos-série (de todos os geradores) colocados em paralelo através da barra equalizadora.

2. O gerador 2 (e todos os outros geradores ligados ao barramento) produz uma tensão gerada mais alta, devido ao acréscimo de corrente no seu campo-série, fazendo com que ele assuma uma maior parcela da carga, que, por sua vez, faz com que a tensão cresça correspondentemente.

Assim, o acréscimo na tensão dos outros geradores tende a opor-se e a reduzir a tendência do gerador 1 de assumir toda a carga, da mesma forma que o aumento da tensão (devido ao decréscimo da carga) dos geradores-derivação opõe-se à tendência de um gerador de transportar toda a carga.

Mesmo que a excitação do gerador 2 fosse reduzida deliberadamente, para ocasionar a sua motorização e a reversão da corrente da armadura, ainda assim a ação dos dois geradores seria estabilizada pela barra equalizadora. Como mostra a Fig. 7-4b, somente a corrente da armadura reverte; permanece a mesma a corrente em ambos os campos, série e derivação. Uma vez que o caminho através dos campos-série é de resistência maior que o da barra, a maior parte da corrente de armadura do gerador 2 circula de volta através da barra, e o gerador 2 opera como um motor-derivação.

Além das condições 1 e 2 da Seç. 7-4 para geradores-derivação, os seguintes requisitos *adicionais* são necessários para geradores *compostos*:

3. Deve-se ligar uma barra equalizadora ao *terminal comum ao campo série e à armadura* no lado de *mesma polaridade para cada* máquina.
4. A resistencia de todos os campos-série deve ser, mais ou menos, *inversamente* proporcional às *capacidades* (kW nominais) dos geradores ligados em paralelo.

Em relação ao terceiro requisito acima, a Fig. 7-5 mostra o efeito de ligar-se uma barra equalizadora ao terminal comum ao campo-série e à armadura de cada máquina, mas em lados de polaridades opostas. Isto ocorre freqüentemente no laboratório, quando os estudantes não conseguem ligar os campos-série de seus geradores compostos ao lado de mesma polaridade. Embora cada gerador *independentemente* opere como um gerador composto cumulativo, é impossível ligar-se entre eles corretamente uma barra equalizadora sem que haja um curto-circuito entre as armaduras de ambas as máquinas *quando ligadas em paralelo.* Como mostra a Fig. 7-5, as quedas nos campos-série são pequenas e a barra está curto-circuitando os lados positivo e negativo da linha.

Com respeito ao quarto requisito apresentado acima, uma vez que é a mesma tensão nos campos-série ligados em paralelo que produz a ação equalizadora, a queda a plena carga I_sR_s deve ser a mesma para todos os campos-série de cada gerador composto. Para máquinas de correntes de armadura (e correspondentes correntes de campo-série) diferentes, quanto mais elevada for a corrente, tanto menor será a resistência do campo-série.

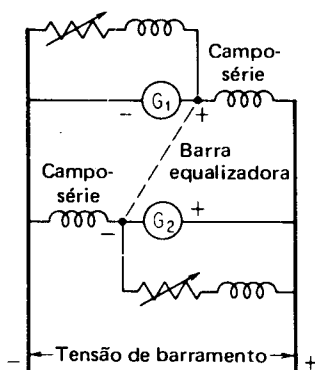



Fig. 7-5 — Possível ligação errada dos campos-série e da barra equalizadora, em laboratório, provocando curto-circuito.

É precisamente por isso que, quando se usa um reostato divisor de corrente para ajustar a característica de um gerador composto cumulativo, ele não mais poderá ser posto em paralelo com o campo-série de uma dada máquina, uma vez que este reostato atuaria em *todos* os geradores igualmente devido à ação paralelizadora da barra. Geradores compostos em paralelo são ajustados através de reostatos em *série* como mostra a Fig. 7-6.

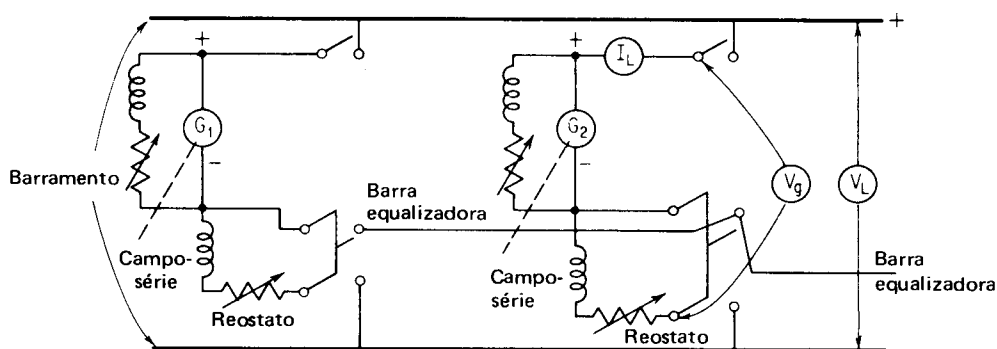



Fig. 7-6 — Uso de reostato e chaves para ligação em paralelo dos campos-série de geradores compostos.

7-7. PROCEDIMENTO PARA PÔR GERADORES EM PARALELO

O procedimento para colocar geradores em paralelo com um barramento (ou com outros geradores) é basicamente o mesmo, quer se trate de geradores-derivação, quer se trate de geradores compostos. Consiste nos passos seguintes (em relação à Fig. 7-6):

1. Suponha que o gerador 1 já está funcionando e suprindo de corrente a carga. Se se trata de uma experiência de laboratório, o gerador 1 pode ser considerado como o barramento.
2. O gerador 2 é posto a funcionar à velocidade nominal e tem a sua tensão ajustada ao valor da tensão nominal do barramento. (Presume-se que o sentido do campo-série já tenha sido verificado, ao se alimentar uma pequena carga com o gerador e ao curto-circuitar-se o campo-série. Se a tensão diminui, isto significa que o campo-série está ligado cumulativamente: se a tensão aumenta, significa que ele está ligado diferencialmente.) Presume-se que as ligações de chave e do campo-série também tenham sido verificadas com um voltímetro.
3. A chave bipolar do gerador 2 é fechada para colocar em paralelo os campos-série. O reostato de campo deve ser ajustado para dar a tensão nominal do barramento, $V_g = V_L$. A chave monopolar pode ser então fechada, e o gerador 2 fica flutuando na linha.
4. A resistência do reostato de campo deve ser então reduzida para aumentar a corrente de campo do gerador 2, de modo que ele assuma uma parte da carga suportada pelo barramento.
5. Para desligar-se um gerador do barramento, diminuir-se-á a sua corrente de campo, até que ele fique flutuando. Abrir-se-ão então as chaves, desligando-o do barramento. Após esta operação, reduzir-se-á a velocidade da sua máquina primária, até que o conjunto pare.

7-8. CONDIÇÕES NECESSÁRIAS PARA LIGAR ALTERNADORES EM PARALELO

As condições estabelecidas para os geradores-derivação na Seç. 7-4 representam, essencialmente, os requisitos básicos para a operação em paralelo de qualquer fonte de tensão, ou seja: (1) que as características de tensão sob carga das fontes sejam idênticas ou muito semelhantes; e (2) que as polaridades das fontes sejam iguais e opostas, umas em relação às outras, em quaisquer circunstâncias. Para que se apliquem às máquinas CA, estes requisitos básicos devem ser particularizados, ou seja:

1. Os valores eficazes (CA) das tensões devem ser idênticos, isto é, todas as máquinas devem ter a *mesma tensão eficaz.*
2. As tensões de todos os alternadores a serem ligados em paralelo devem ter a *mesma forma de onda.*
3. As tensões devem estar exatamente em oposição de fase (um alternador em relação ao outro ou em relação ao barramento).
4. As freqüências de todos os alternadores, a serem ligados em paralelo, devem ser as mesmas (isto é, o produto de seus números de pólos por suas velocidades deve ser o mesmo).
5. As características combinadas de tensão total dos alternadores e da velocidade da máquina primária devem ser descendentes com a aplicação da carga.
6. Apenas para as máquinas polifásicas, a seqüência de fase das tensões polifásicas da máquina que entra no sistema deve ser a mesma do barramento.

Efetivamente, *todos* os requisitos relacionados (com exceção do quinto) são simplificados pela afirmação de que *"em quaisquer circunstâncias, as polaridades das fontes devem ser iguais e opostas".* O quinto requisito é o que estabelece que

"as características de tensão sob carga das fontes devem ser iguais ou semelhantes". Introduzem-se qualificações adicionais porque estamos lidando com tensões alternativas de uma determinada forma de onda, que normalmente imaginamos como senoidal, como resultado do uso de enrolamentos da armadura distribuídos, como se vê na Fig. 2-17c.

Primeiramente, abordaremos a sincronização ou a operação em paralelo de alternadores monofásicos, antes de proceder à sincronização de alternadores polifásicos, uma vez que se trata de um processo menos complexo envolvendo apenas as cinco primeiras condições estabelecidas acima.

7-9. SINCRONIZAÇÃO DE ALTERNADORES MONOFÁSICOS

As condições de polaridade, estabelecidas na Seç. 7-8, são mostradas na Fig. 7-7a para dois alternadores monofásicos operando em paralelo e ligados conforme a Fig. 7-7b. As polaridades instantâneas geradas em cada alternador correspondem a valores em oposição a cada instante, como mostram as formas de onda da Fig. 7-7a e as direções das correntes da Fig. 7-7b. Se se toma como referência o alternador 1, à tensão E_1 em cada extremidade e a cada instante opõe-se a tensão E_2, como mostram as figuras.

Um diagrama fasorial desta oposição "interna ou local" criada entre os dois alternadores é representado na Fig. 7-7c, onde as representamos iguais e opostas. Mas, se elas forem iguais e opostas, a tensão no barramento, E_{gf}, deverá ser nula. Estamos plenamente certos de que a tensão *não* é zero. É óbvio então que, ao se considerar os diagramas fasoriais para a operação em paralelo, devemos distinguir entre aqueles que representam as tensões num circuito local, isto é, as geradas entre duas máquinas ou dentro de uma só máquina, e num circuito externo, isto é, a relação entre a tensão do barramento e a corrente por este fornecida à carga.

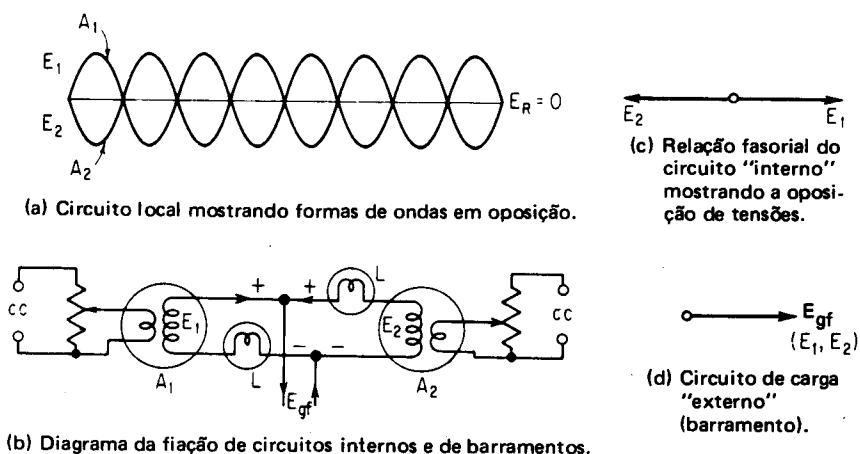



Fig. 7-7 — Sincronização de alternadores monofásicos.

O diagrama da Fig. 7-7a representa a sincronização perfeita, uma vez que ambas as tensões monofásicas dos alternadores são iguais e opostas a cada instante, tendo a mesma freqüência, forma de onda e valor eficaz a CA. Consideremos o que pode ocorrer como resultado de uma pequena alteração na freqüência de E_2 em relação à de E_1.

Imaginemos que a máquina primária de E_2 sofra uma redução de velocidade, o que faz com que caia a sua freqüência. Previamente, a tensão resultante na Fig. 7-7a era zero, uma vez que a soma gráfica das tensões iguais e opostas era zero. Na Fig. 7-8a, entretanto, as tensões têm os mesmos valores eficazes, mas diferem na freqüência. A forma de onda resultante é representada na Fig. 7-8b. Observe-se que, quando E_1 e E_2 estão em exata oposição de fase e alternantes, a fem resultante é zero; mas, quando estão em fase e alternantes, a forma de onda resultante é a onda máxima alternada.

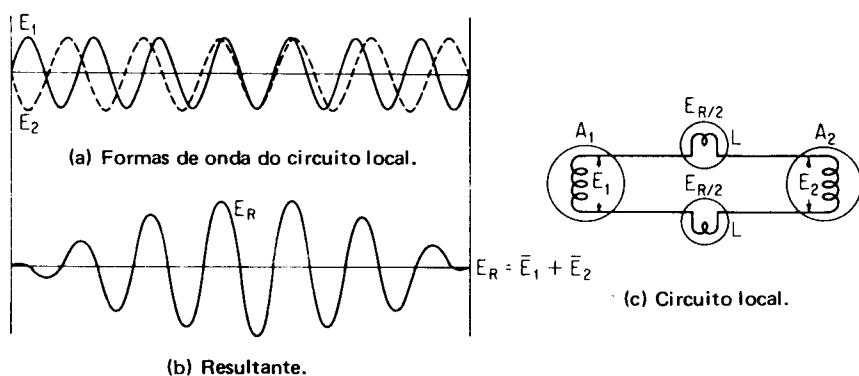



Fig. 7-8 — Efeito da diferença de freqüência entre dois alternadores.

As lâmpadas no circuito local da Fig. 7-7b permanecerão sempre apagadas se as duas formas de onda tiverem mesma freqüência, forma e valor eficaz de tensão, pois a tensão resultante produzida no circuito local, E_r, será nula. No caso da Fig. 7-8c, entretanto, as lâmpadas piscarão sempre que o valor eficaz de $E_r/2$ for suficientemente grande para tanto, isto é, quando a tensão resultante for máxima. Um exame cuidadoso das formas de onda revelará que a diferença de freqüência entre E_1 e E_2 é um ciclo. As lâmpadas na Fig. 7-8c variarão do apagamento ao brilho máximo, e novamente ao apagamento, completando um ciclo de pulsação e representando a diferença de freqüência entre as duas ondas.

Uma vez que se podem utilizar lâmpadas, como um meio de detectar as *diferenças de freqüência* entre dois alternadores, consideremos a sincronização de lâmpadas de dois alternadores monofásicos, como mostra a Fig. 7-9a. Neste método de sincronização, as lâmpadas são ligadas como mostra a Fig. 7-8c, conhecido como método da *lâmpada apagada*.

(a) Sincronização pelo método da lâmpada apagada.

(b) Sincronização pelo método da lâmpada acesa.

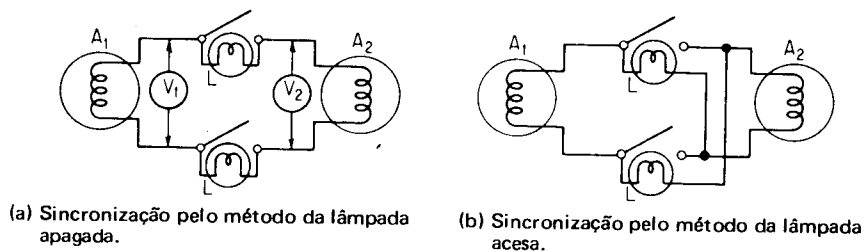



Fig. 7-9 — Sincronização de alternadores monofásicos pelos métodos da lâmpada acesa e da lâmpada apagada.

A sincronização é conseguida quando as tensões V_1 e V_2 são iguais, e quando as lâmpadas estão apagadas. Nesse instante, a chave poderá ser fechada, ligando em paralelo os alternadores. Pode-se, entretanto, apontar duas desvantagens no método de sincronização através das lâmpadas apagadas: (1) pode haver uma apreciável diferença de tensão entre os alternadores, mas ainda assim insuficiente para fazer com que pisquem as lâmpadas ligadas em série; e (2) o operador, que deve fechar a chave, não tem meios para saber em que preciso momento, no intervalo entre as sucessivas pulsações das lâmpadas, a diferença de tensões é realmente zero.

As desvantagens estabelecidas acima são superadas pelo método da *lâmpada acesa*, mostrado na Fig. 7-9b, onde as ligações da lâmpada são invertidas. Agora, o brilho máximo ocorre quando as ondas estão exatamente em oposição de fase e são iguais (tensão resultante nula), e se apagam as lâmpadas quando a tensão resultante é máxima. Isto é ilustrado pelos exemplos que se seguem.

EXEMPLO 7-3: O alternador 1 da Fig. 7-9a tem uma tensão de 220 V nos seus terminais e uma freqüência de 60 Hz, enquanto o alternador 2 tem uma tensão de 222 V e uma freqüência de $59\,^1/_2$ Hz. Com a chave aberta, calcule:

a. A máxima e a mínima tensão eficaz em cada lâmpada.
b. A freqüência da tensão nas lâmpadas.
c. O valor de pico da tensão em cada lâmpada.
d. O número máximo de pulsações das lâmpadas por minuto.

Solução:

a. $E_{max}/\text{lâmpada} = E_1 + E_2 = \dfrac{220 + 222}{2} = \mathbf{221\ V}$ (eficaz)

$E_{min}/\text{lâmpada} = \dfrac{E_2 - E_1}{2} = \dfrac{222 - 220}{2} = \mathbf{1\ V}$

b. $f = 60 - 59\,^1/_2 = 1/2$ Hz

c. $E_{pico} = \dfrac{221\ \text{V}}{0{,}707} = 313$ V

d. $n = 1/2$ ciclo/seg $\times$ 60 seg/min = **30 puls/min**

EXEMPLO 7-4: Cada alternador da Fig. 7-9b gera uma tensão de 220 V CA. O alternador 1 tem uma freqüência de 60 Hz e o alternador 2 uma freqüência de 58 Hz. Com a chave aberta, calcule:

a. O máximo valor eficaz em cada lâmpada e sua freqüência.
b. A relação de fase no instante em que ocorre a tensão máxima.
c. O mínimo valor de tensão eficaz aplicada a cada lâmpada e sua freqüência.
d. A relação de fase no instante em que ocorre esta mínima tensão.

Solução:

a. $E_{max}/\text{lâmpada} = \dfrac{220 + 220}{2} = 220\text{ V}$

$$f = 60 - 58 = 2\text{ Hz}$$

b. As tensões são iguais e opostas no circuito local.

c. $E_{min}/\text{lâmpada} = \dfrac{220 - 220}{2} = 0$ à freqüência zero

d. As tensões estão em fase no circuito local.

Os Exemplos 7-4 e 7-5 indicam as vantagens óbvias do método de sincronização da lâmpada acesa, uma vez que a diferença de intensidade da luz nos valores de pico é imediatamente discernível à vista, que é muito sensível a diferenças de intensidade. Como resultado disso, podemos fechar a chave que faz o paralelo, no exato momento em que as tensões são iguais e opostas. Supondo que os alternadores monofásicos foram colocados em paralelo, consideremos as condições sob as quais eles dividem as cargas aplicadas.

7-10. EFEITOS DA CORRENTE DE SINCRONIZAÇÃO (CIRCULANTE) ENTRE ALTERNADORES MONOFÁSICOS

Suponhamos que os alternadores das Figs. 7-7b ou 7-9b são ligados a um barramento que alimenta uma carga em atraso. Imaginemos também que, no instante da ligação em paralelo dos alternadores, as freqüências e as excitações sejam idênticas, como mostra a Fig. 7-7a. Se os alternadores têm projetos idênticos, isto é, se eles têm a mesma reatância síncrona e a mesma resistência de armadura, o diagrama fasorial da Fig. 7-10 mostrará as relações entre os dois alternadores sob condições de carga. Usando como referência o alternador 1 da Fig. 7-7c, a relação de todas as quedas de tensão em ambos os alternadores pode ser representada como mostra a Fig. 7-10. Note-se que todas as tensões e correntes das máquinas estão em oposição, umas em relação às outras. Isto está completamente de acordo com as representações das Figs. 7-7a, b e c, onde as correntes e tensões estão em oposição na malha fechada criada pelas duas máquinas. Note-se que neste diagrama fasorial "ideal" as tensões terminais são iguais e opostas, e as tensões geradas também, isto é, estão a 180°.

O diagrama fasorial é também representado com relação ao circuito de carga, usando o alternador 1 como referência. Neste circuito de carga comum, a soma de I_{a1} e I_{a2} produz a corrente de carga I_L, enquanto que a tensão de carga, V_L, é

idêntica à tensão nos terminais ou tensão de fase, V_f, do alternador. Uma vez que as duas máquinas são idênticas, todas as quedas de tensão internas podem ser superpostas, e as tensões geradas são iguais e guardam a mesma relação de fase para com a tensão nos terminais e a corrente de carga.

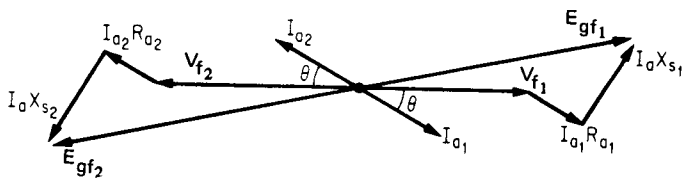



Fig. 7-10 — Diagrama tasorial interno "ideal", mostrando tensões opostas em paralelo.

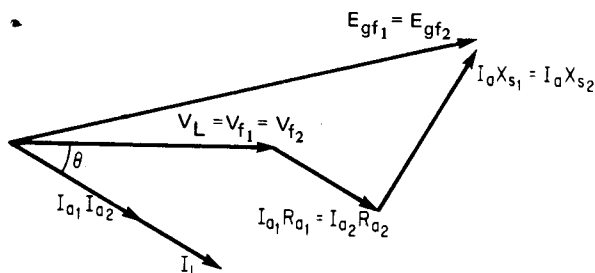



Fig. 7-11 — Diagrama tasorial externo com relação à condição do circuito de carga (ideal).

Os alternadores das Figs. 7-10 e 7-11 estão perfeitamente sincronizados, porque não há diferença de tensão entre eles no instante da sincronização, ou como resultado de uma variação da fem induzida por causa das quedas de tensão internas devidas à carga. Não há corrente de sincronização e circulação entre os alternadores, como mostra o Exemplo 7-5.

EXEMPLO 7-5: Se cada um dos alternadores dos Exemplos 7-3 e 7-4 têm uma resistência efetiva da armadura de 0,1 ohm e uma reatância de 0,9 ohm, calcule a corrente de sincronização nas armaduras de ambos os alternadores se a chave entre eles for fechada no momento próprio para a ligação em paralelo.

Solução:

No Exemplo 7-3,

$E_r = 222 - 220 = 2\ \text{V}$

$$I_s = \frac{E_r}{Z_1 + Z_2} = \frac{2\ \text{V}}{0{,}2 + j\,1{,}8} = \frac{2\ \angle 0°\ \text{V}}{1{,}81\ \angle 83{,}65°\ \text{ohms}} =$$

$$= \mathbf{1{,}105\ \angle -83{,}65°\ A}$$

No Exemplo 7-4, $E_r = 220 - 220 = 0\ \text{V}$

$I_s = 0$

Deve-se notar que a diferença na circulação da corrente de sincronização não é devida aos métodos das lâmpadas, mas sim à diferença nas fem geradas por fase nos dois alternadores.

O Exemplo 7-5 e o diagrama da Fig. 7-10 nos permitem escrever uma equação para a corrente de sincronização, que circula entre dois alternadores ou entre um alternador e seu barramento, quer dizer:

$$I_s = \frac{\dot{E}_{gf1} - \dot{E}_{gf2}}{\dot{Z}_{f1} + \dot{Z}_{f2}} = \frac{E_r}{(R_{a1} + R_{a2}) + j(X_{s1} + X_{s2})} \qquad (7\text{-}3)$$

onde I_s é a corrente de sincronização, que circula na armadura do alternador do circuito local entre os dois alternadores (ou o alternador e o barramento), por fase

E_r é a diferença fasorial entre as tensões geradas nos dois alternadores (ou entre a tensão gerada num alternador e a tensão gerada equivalente produzida pelos demais alternadores que suprem o barramento), por fase $E_{gf1} = E_{gf2}$

R_a e X_s são, respectivamente, a resistência da armadura e a reatância síncrona, para cada alternador, por fase.

Deve-se notar, da Eq. (7-3) e do Exemplo 7-5, que, uma vez que a reatância síncrona dos alternadores é geralmente elevada em relação à resistência da armadura, a corrente de sincronização atrasar-se-á em relação à tensão resultante, E_r, de quase 90°. Mas a corrente de sincronização está circulando nas armaduras de *ambas* as máquinas. Que efeito produzirá ela nas máquinas e qual é o seu efeito na distribuição da carga?

Suponhamos que a excitação do alternador 2, representada no diagrama fasorial da Fig. 7-10, foi aumentada de maneira que E_{gf2} é maior que E_{gf1}. No circuito local ou interno dos dois alternadores, aparecerá uma fem resultante, E_r, como mostra a Fig. 7-12 e circulará uma corrente de sincronização, I_s. Desde que as tensões induzidas estão exatamente em oposição de fase, a tensão resultante, E_r, está em fase com a tensão induzida que é maior, ou seja E_{gf2}. A corrente sincronizante I_s atrasa-se em relação a E_{gf2} e E_r de quase 90°, e adianta-se em relação a E_{gf1} de mais de 90°, $(180 - \theta)$, como mostra a Fig. 7-12.

A corrente sincronizante, conforme a define a Eq. (7-3) acima, circula apenas no circuito local e é limitada apenas pela impedância síncrona dos dois alternadores (desprezando ligações, barramentos, etc.) em paralelo.

A potência sincronizante gerada pelo alternador 2, como resultado de sua excitação aumentada e do fluxo da corrente da armadura, I_s, é

$$P_2 = E_{gf2} I_s \cos\theta \qquad (7\text{-}4)$$

onde θ é o ângulo entre E_r (ou E_{gf2}) e I_s.

A potência sincronizante produzida pela corrente sincronizante no gerador 1 é

$$P_1 = E_{gf1} I_s \cos(180 - \theta) = -E_{gf1} I_s \cos\theta \qquad (7\text{-}5)$$

onde $(180° - \theta)$ é o ângulo entre $E_{gf1} I_s$ e I_s.

Desde que a expressão cos (180° − θ) na Eq. (7-5) é maior que 90°, a potência sincronizante P_1 no alternador 1 é *negativa*, enquanto a gerada pelo alternador 2 é *positiva*. Assim, uma ação-*gerador* é produzida no alternador 2, mas uma ação-motor é produzida no alternador 1. Neste último caso, uma potência negativa (ou seja, a potência recebida por um gerador) é indicativa da ação-motor.

O numerador da Eq. (7-3), entretanto, indica que E_r é a diferença das tensões geradas e [desde que $I_s \cos\theta$ é o mesmo nas Eqs. (7-4) e (7-5)] podemos escrever uma equação para a verdadeira perda de potência (transformada em calor) que deve ser fornecida mecanicamente pela máquina primária do alternador 2.

$$E_r I_s \cos\theta = P_2 - P_1 = I_s^2\,(R_{a1} + R_{a2}) \tag{7-6}$$

As relações de potência das três equações acima podem ser resumidas quantitativamente numa única equação

$$\underset{(7\text{-}4)}{E_{gf2}\, I_s \cos\theta} = \underset{(7\text{-}5)}{E_{gf1}\, I_s \cos(180-\theta)} + \underset{(7\text{-}6)}{E_r I_s \cos\theta} \tag{7-7}$$

ou, qualitativamente

Potência gerada = Potência-motor + Perdas de potência

Potência total entregue pelo alternador 2 (tendendo a atrasar o alternador 2) = Potência de sincronização para o alternador 1 + perdas de potência (tendendo a adiantar o alternador 1)

Ignorando a carga externa nos dois alternadores, então poderemos considerar os efeitos da corrente sincronizante e da distribuição da potência sincronizante no seguinte exemplo ilustrativo.

EXEMPLO 7-6: Dois alternadores monofásicos são sincronizados de modo que as suas *fem* estão exatamente em oposição de 180°, como mostra a Fig. 7-12. Mas a *fem* do alternador 1 é ajustada a 200 V e a *fem* do alternador 2 é ajustada a 220 V. No instante de fechar a chave sincronizante, que liga em paralelo as máquinas, se cada alter-

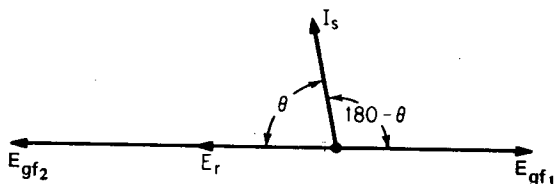



Fig. 7-12 — Corrente sincronizante interna produzida como resultado de um acréscimo na excitação do alternador 2.

nador tem uma resistência da armadura de 0,2 Ω e uma reatância síncrona de 2 Ω, calcule:

a. A ação-gerador desenvolvida pelo alternador 2.
b. A ação-motor ou potência sincronizante entregue ao alternador 1.
c. As perdas de potência em ambas as armaduras e a tensão nos respectivos terminais.
d. Desenhe um diagrama fasorial mostrando as relações de tensão e todas as quedas de tensão.

Solução:

a. $E_r = E_2 - E_1 = 220 - 200 = 20$ V

Da Eq. (7-3), $I_s = \dfrac{E_s}{Z_{f1} + Z_{f2}} = \dfrac{20 \text{ V}}{0{,}2 + 0{,}2 + j\,(2{,}0 + 2{,}0)} =$ (7-3)

$= \dfrac{20 \angle 0° \text{ V}}{4{,}02 \angle 84{,}3° \, \Omega} = 4{,}98 \angle -84{,}3° \text{ A}$

Da Eq. (7-4), $P_2 = E_{gf2} I_s \cos \theta$

$= 220 \times 4{,}98 \cos 84{,}3° =$ **108,9 W** (a potência total entregue pelo alternador 2)

b. Da Eq. (7-5)

$P_1 = E_{gf1} I_s \cos (180° - \theta) = -200 \times 4{,}98 \cos 84{,}3° =$

$= -$ **99 W** (a potência sincronizante recebida pelo alternador 1)

c. Perda de potência $= P_2 - P_1 = 108{,}9 - 99{,}0 =$ **9,9 W** (7-6)

Conferido por $E_r I_s \cos \theta = 20 \times 4{,}98 \cos 84{,}3° = 9{,}9$ W ou $I_s^2\,(R_{a1} + R_{a2}) =$
$= (4{,}98)^2 \times 0{,}4 = 9{,}9$ W, como dado na Eq. (7-6)

Da Fig. 7-13, V_{f2}, a tensão por fase dos terminais do alternador 2 é (da Eq. 7-1),

$V_{f2} = E_{gf2} - I_s Z_{f1} = 220 - [4{,}98 \times 2{,}01 \angle 84{,}3°]$ (1-10)

$= 220 - 10 =$

$=$ **210 V** (ação-gerador)

Da Eq. (7-2)

$V_{f1} = E_{gf1} + I_s Z_{f1} = 200 + [4{,}98 \times 2{,}01 \angle 84{,}3°]$ (1-9)

$= 200 + 10 =$ **210 V** (ação-motor)

d. O diagrama fasorial é o da Fig. 7-13.

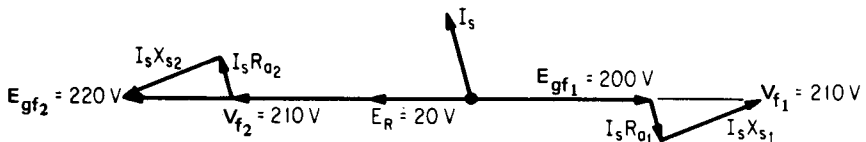



Fig. 7-13 — Diagrama fasorial do exemplo 7-6, item d.

Note-se que a tensão do barramento, a partir das tensões geradas no Exemplo 7-6 é

$$\frac{E_{gf1} + E_{gf2}}{2} = \frac{220 + 200}{2} = 210 \text{ V}$$

Isso, entretanto, é verdade apenas quando os dois geradores têm a *mesma* resistência interna da armadura e a mesma reatância síncrona.

O Exemplo 7-6 aponta mais uma vez as importantes relações que dizem respeito às diferenças entre a ação geradora e a ação motora, apresentadas pela primeira vez na Seç. 1-20, bem como alguns novos conceitos, quais sejam:

1. Na operação como *motor*, entrega-se à máquina energia elétrica de uma fonte externa. A tensão gerada pelo motor é menor que a aplicada aos seus terminais, a diferença sendo um valor correspondente à queda na sua impedância interna.
2. Na operação como *gerador*, a tensão gerada, produzida como resultado da potência mecânica suprida por uma máquina primária, é maior que a tensão nos terminais, a diferença sendo um valor correspondente à queda na sua impedância interna.
3. A única *perda* de potência subsistente [Eq. (7-6) desprezando-se atritos, ventilação, etc.] é a perda no cobre em ambas as armaduras. A potência *sincronizante* é uma potência que foi transferida (99 W no Ex. 7-5) do alternador 2 ao alternador 1, fazendo com que o último tenda a funcionar como motor no mesmo sentido como se estivesse sendo acionado por sua máquina primária. Desde que a potência *só* pode ser dissipada pela resistência, esta potência encontra-se disponível no barramento para uso, pela carga, além daquela gerada por ambos os alternadores, acionados por suas próprias máquinas primárias.
4. A qualquer tempo que se ligue um motor através de um suprimento, ele está em paralelo com este. A corrente entregue ao motor (drenada por ele) pelo suprimento indica uma ação-motor. Se o motor, de alguma forma, for acionado no mesmo sentido pela carga a ele acoplada, de modo que ele envie corrente ao suprimento, ele estará operando como gerador se a tensão gerada for maior que a do barramento.

Além da produção de pequenas perdas de potência, o *primeiro efeito da corrente sincronizante é a produção da potência sincronizante*. Os diagramas fasoriais representados nas Figs. 7-12 e 7-13 são apenas diagramas *instantâneos* de uma variação instantânea, produzida na fem gerada de um ou mais alternadores em paralelo com um barramento. Imediatamente com a produção desta diferença, aparecerá uma potência sincronizante tal que faz com que (1) o alternador que gera a potência sincronizante se atrase em sua posição de fase, como resultado do aumento de carga e do torque contra-eletromagnético; e (2) o alternador que recebe a potência sincronizante *adianta-se* na sua posição de fase devido à ação-motor produzida no mesmo sentido que o da sua máquina primária.

O efeito da corrente sincronizante, quando a fem de um alternador é aumentada (aumentando-se a sua corrente de campo), é mostrado na Fig. 7-14, com base nas duas variações instantâneas produzidas pela potência sincronizante. Note-se

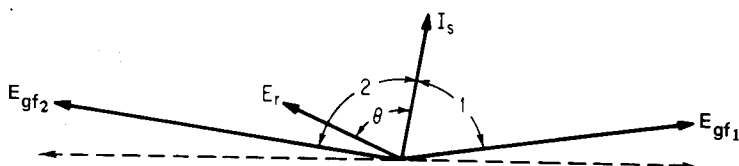



Fig. 7-14 — Posições fasoriais ajustadas como resultado da transferência de potência sincronizante entre dois alternadores.

que todos os fasores giram no sentido anti-horário. Note-se ainda que o alternador 2 *atrasou-se* em relação à sua posição original, enquanto o alternador 1 *avançou* em relação à sua, fazenda com que as duas fem induzidas girassem juntas. Desde que a fem resultante, E_r, é a soma fasorial das duas *fem* induzidas, ela não estará mais em fase com E_{gf2}, mas atrasar-se-á de um pequeno ângulo. A corrente sincronizante, de acordo com a Eq. (7-3), ainda se atrasa em relação a esta resultante de um ângulo θ. O ângulo de atraso de fase do alternador 2 e de adiantamento do alternador 1 depende (1) dos valores relativos de E_{gf1} e E_{gf2} (que determinam o valor de E_r), e (2) do valor da corrente sincronizante resultante, que circula em ambas as armaduras.

Estabelece-se um equilíbrio, em que não há potência sincronizante nem ação-motor produzida por qualquer dos alternadores, uma vez que o ângulo 1 é menor que 90° (para o alternador 1) e o ângulo 2 é menor que 90° (para o alternador 2) de acordo com a relação $E_{gf}I_s$ cos (do ângulo entre eles). A única potência produzida, então, é $E_rI_s \cos\theta$, e esta perda de potência no cobre da armadura é estabelecida por

$$E_{gf2}I_s \cos(\text{ângulo } 2) + E_{gf2}I_s \cos(\text{ângulo } 1) = E_rI_s \cos\theta \qquad (7\text{-}8)$$

Deve-se notar que, uma vez que os valores da tensão gerada em cada alternador são os mesmos nas Figs. 7-14 e 7-12, mas estão agora mais em fase, a tensão resultante E_r e a corrente sincronizante I_s são *ambas* aumentadas, e não são as mesmas das equações (7-8) e (7-7). Este pequeno acréscimo adicional da perda de potência, $I_s^2\ (R_{a1} + R_{a2})$, produzido pelo acréscimo na corrente sincronizante, é suprido por ambos os alternadores de acordo com a Eq. (7-8).

Da mesma forma, se a corrente de campo do alternador 1 é aumentada de repente, de forma que a tensão por ele gerada se torna maior que a do alternador 2, uma potência sincronizante será fornecida por este último. Em ambos os casos, a tensão nos terminais de ambas as máquinas é a *mesma,* pela simples razão de que elas estão em paralelo. Dado que toda corrente sincronizante circula *internamente,* e desde que o que quer que ocorra internamente produz a mesma tensão em relação ao circuito externo, variações na resistência do reostato de campo e, conseqüentemente, na corrente circulante de *qualquer* um dos alternadores ligados em paralelo *não afetam a divisão de carga entre ele e os demais.* (Ao contrário do que ocorre com os geradores CC estudados anteriormente, *não se pode* fazer uma transferência de carga variando-se a tensão gerada do alternador.) A corrente circulante na armadura do alternador, superposta à corrente de carga suprida à carga externa, pode variar o fator de potência do alternador em questão e, possivelmente, reduzir a sua capacidade. Isto se vê na Fig. 7-15, que representa o efeito combinado da carga que se mostrou na Fig. 7-11 e do acréscimo de excitação do alternador 2, que se mostrou na Fig. 7-12.

Deve-se notar que o efeito da posição de fase ajustada, como mostra a Fig. 7-14, não se reflete na Fig. 7-15. A razão é que os ângulos são muito pequenos, como indicam a Eq. (7-8) e o Exemplo 7-6, onde a perda total de potência é comparativamente pequena. Originariamente, I_1 e I_2 são as correntes de carga iguais, mostradas na Fig. 7-11, atrasando-se cada uma delas do mesmo ângulo, θ_1 e θ_2, respectivamente, em relação à tensão gerada. Quando se sobreexcita o campo

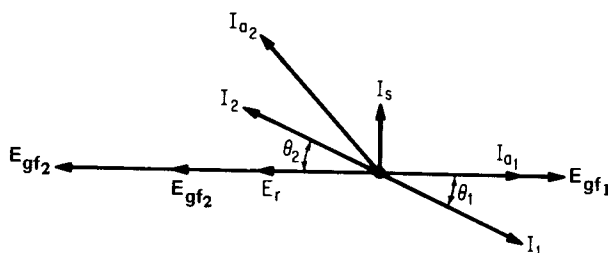



Fig. 7-15 — Variação no fator de potência da carga de ambos os alternadores, como resultado da circulação da corrente sincronizante.

do alternador 2, para produzir um valor mais elevado de E_{gf2} e E_r, respectivamente, a corrente sincronizante circulante, I_s, que é produzida, circula pelas armaduras de ambos os alternadores, além da corrente de carga. A resultante corrente de carga do gerador 1 é reduzida, e seu fator de potência melhora. Ao mesmo tempo, a corrente resultante na armadura do alternador 2 é aumentada, e o seu fator de potência está em maior atraso (é pior). Esta diminuição do fator de potência do alternador 2 reduz sua capacidade de entregar corrente (útil) à carga.

A Fig. 7-15 torna também possível perceber o efeito *estabilizador* da corrente sincronizante. Desde que a corrente sincronizante, I_s, atrasa a tensão gerada no alternador 2 mas adianta a tensão gerada no alternador 1, produz uma ação *desmagnetizante* no *primeiro* e uma ação *magnetizante* no *último* (Seçs. 5-9 e 6-7).

Assim, a corrente sincronizante produzida como resultado de uma sobreexcitação de um dado alternador tende a: (1) fazer com que o alternador em questão entregue mais potência sincronizante aos demais alternadores que funcionam em paralelo; (2) fazer com que a tensão do alternador opere a um fator de potência pior, com a conseqüente desmagnetização de seu fluxo no entreferro; e (3) fazer com que os demais alternadores melhorem seus fatores de potência, com a conseqüente magnetização de seus fluxos nos respectivos entreferros.

Desta forma, qualquer tendência de um determinado alternador de assumir uma carga adicional, como resultado do acréscimo de sua tensão no gerador será estabilizada automaticamente, sem que haja qualquer transferência apreciável de carga.

Isto suscita duas questões: (1) Como se pode aumentar ou diminuir a tensão do barramento? (2) Como se pode fazer a transferência de carga entre alternadores?

A única maneira de aumentar-se ou diminuir-se a tensão do barramento sem afetar a potência e os fatores de potência dos alternadores individuais, que alimentam a carga em paralelo, é aumentar ou diminuir a tensão de *todos eles simultaneamente*. Isto responde a primeira das questões propostas; a segunda será discutida a seguir.

7-11. DIVISÃO DE CARGA ENTRE ALTERNADORES

Imaginemos que dois alternadores estão operando em paralelo, sob condições ideais, como mostram as Figs. 7-10 e 7-11, ou seja, que suas fem geradas são iguais,

bem como as suas parcelas de carga, e, ainda, que eles tenham idênticas quedas nas impedâncias síncronas internas. Imaginemos que a máquina primária do alternador 1 tende a aumentar a sua velocidade, o que faz com que a fem gerada, E_{gf1}, tenda a adiantar-se como mostra a Fig. 7-16. Operando originalmente como geradores ideais em paralelo, as suas fem induzidas eram iguais e opostas a qualquer instante, e não se produzia fem resultante. Agora, entretanto, a máquina

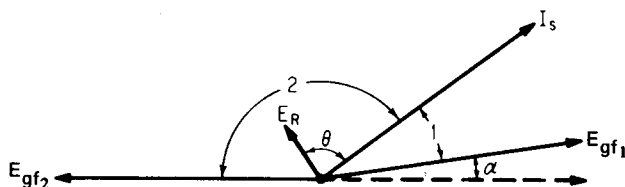



Fig. 7-16 — Variação na posição de fase como resultado de um acréscimo na velocidade do alternador 1.

primária 1 aumenta a sua velocidade, e a fem resultante, E_r, é produzida pela diferença de freqüência entre as duas máquinas e indicada pelo avanço da tensão gerada E_{gf1} na Fig. 7-16. Como no caso da seção precedente, a tensão resultante, E_r, faz com que se produza uma corrente circulante I_s na armadura de ambos os geradores, de acordo com a Eq. (7-3). Esta corrente sincronizante faz com que seja gerada pelo alternador 1 uma potência sincronizante, $P_1 = E_{gf1}I_s \cos$ (ângulo 1). Esta potência sincronizante contém uma componente correspondente à perda de potência na armadura ($E_rI_s \cos \theta$) e uma componente correspondente à transferência de potência sincronizante, que é a potência transferida ao alternador 2 para produzir a ação motora.

O alternador 1 está entregando potência por ação geradora, e o alternador 2 está recebendo potência por ação motora. A potência recebida pelo alternador 2 é $E_{gf2}I_s \cos$ (ângulo 2), potência negativa esta, que é a diferença entre a potência gerada pelo alternador 1 e as perdas no cobre das armaduras de ambos os alternadores [Eq. (7-8)]. Uma vez que a máquina primária do alternador 1 está com mais carga, como resultado da potência adicional gerada, ela tenderá a atrasar-se em fase e a diminuir a velocidade. O alternador 2, por outro lado, pelo fato de receber uma potência sincronizante e devido a uma ação motora, tenderá a adiantar-se em fase. Assim, mais uma vez, a corrente sincronizante age de modo a manter continuamente os alternadores em sincronismo.[3]

Deve-se notar na Fig. 7-16 que a potência sincronizante recebida pelo alternador 2 realmente depende do ângulo θ. Para um dado ângulo α, de avanço do alternador 1 em relação à sua posição original, o ângulo 1 entre a fem induzida E_{gf1} do alternador 1 e a corrente sincronizante, I_s, depende de θ. Mas θ depende da impedância síncrona interna dos alternadores. Se θ é pequeno, o ângulo 1 é grande, e o co-seno de um tal ângulo tem um valor baixo. Para desenvolver a mesma

[3]As máquinas primárias, por isso, devem ter uma característica de velocidade achatada ou decrescente, de modo que os acréscimos de carga tendam a diminuir a velocidade e os decréscimos a aumentá-la, ajudando assim o efeito descrito da corrente sincronizante.

potência sincronizante no alternador 1, será preciso, pois, uma maior corrente sincronizante devido ao pequeno valor de θ. Um valor extremamente elevado da impedância síncrona do alternador poderá, entretanto, reduzir a corrente sincronizante mais rapidamente que a diminuição do ângulo 1 entre a tensão gerada e aquela corrente.

Obviamente, então, uma razoavelmente *elevada relação* entre a reatância síncrona e a resistência da armadura produzirá uma potência sincronizante *rápida* e *suficiente* para assegurar uma operação em paralelo conveniente, embora possa resultar numa pior regulação (Seçs. 6-7, 6-8 e 6-9). Genericamente, entretanto, pode-se estabelecer que aqueles alternadores que operam melhor em paralelo são os que tendem a ter piores regulações.

No que diz respeito a variações de velocidade da máquina primária, ou súbitas aplicações ou retiradas de carga, para a máxima estabilidade da operação em paralelo, os alternadores devem ter (1) uma elevada relação entre a reatância síncrona e a resistência da armadura, e (2) uma impedância total suficientemente baixa, de modo que pequenas variações no seu ângulo de avanço de fase (α) produzam valores elevados para a corrente e a potência sincronizantes. Isto é ilustrado nos Exemplos 7-7 e 7-8.

EXEMPLO 7-7: Os alternadores do Exemplo 7-6 têm, cada um, uma tensão gerada de 230 V e uma impedância de 2,01 $\angle$ 84,3° ohms. A máquina primária do alternador 1 avança 20° em relação à sua posição correta. Calcule:

a. A corrente sincronizante.
b. A potência sincronizante desenvolvida pelo alternador 1.
c. A potência sincronizante recebida pelo alternador 2.
d. As perdas na armadura.

Solução:

$$E_2 = 230 \angle +180° = -230 + j0$$
$$E_1 = 230 \angle 20° = 216 + j\,78{,}6$$
$$E_r = E_2 + E_1 = -14 + j78{,}6 = 79{,}8 \angle 100{,}1°\ \text{V}$$

a. $$I_s = \frac{E_r}{Z_1 + Z_2} = \frac{79{,}8 \angle 100{,}1°\ \text{V}}{2\,(2{,}01 \angle 84{,}3°\Omega)} = \quad (7\text{-}3)$$
$$= \frac{79{,}8 \angle 100{,}1°\ \text{V}}{4{,}02 \angle 84{,}3\ \Omega} = \mathbf{19{,}85 \angle 15{,}8°\ A}$$

b. $$P_1 = E_{gf1} I_s \cos (E_{gf1}, I_s) = 230 \times 19{,}85 \cos 4{,}2° \quad (7\text{-}4)$$
$$= 4.560 \times 0{,}9973 = \mathbf{4.558\ W} = \text{potência entregue ao barramento}$$

c. $$P_2 = E_{gf2} I_s \cos (E_{gf2}, I_s) = 230 \times 19{,}85 \cos 164{,}2° \quad (7\text{-}5)$$
$$= -\mathbf{4.400\ W}\ \text{(potência recebida do barramento)}$$

d. Perdas: $P_1 - P_2 = 4.558 - 4.400 = \mathbf{158\ W}$ (7-6)
Conferência: $E_r I_s \cos \theta = 79{,}8 \times 19{,}85 \cos 84{,}3° = \mathbf{158\ W}$ (7-6)
Reconferência: $I_s^2 R_{aT} = (19{,}85)^2 \times 0{,}4 = 158\ \text{W}$ (7-6)

EXEMPLO 7-8: Repita o Exemplo 7-7, se cada alternador tiver uma impedância de $6 \angle 50°\Omega$

Solução:

a. $I_s = \dfrac{E_r}{Z_1 + Z_2} = \dfrac{79{,}8 \angle 100{,}1°\,\text{V}}{12 \angle 50°\,\Omega} = \mathbf{6{,}65 \angle 50{,}1°\,A}$ (7-3)

b. $P_1 = E_{gf1} I_s \cos (E_{gf1}, I_s) = 230 \times 6{,}65 \cos 30{,}1° = \mathbf{1.322\,W}$ (7-4)

c. $P_2 = E_{gf2} I_s \cos (E_{gf2}, I_s) = 230 \times 6{,}65 \cos 129{,}9° = -\mathbf{982\,W}$ (7-5)

d. Perdas: $P_1 - P_2 = 1.322 - 982 = \mathbf{340\,W}$ (7-6)

Conferência: $E_r I_s \cos \theta = 79{,}8 \times 6{,}65 \cos 50° = \mathbf{340\,W}$ (7-6)

Reconferência: $I_s^2 R_{aT} = (6{,}65)^2 (12 \cos 50°) = \mathbf{340\,W}$ (7-6)

Note-se que o uso de uma impedância maior a um Q mais baixo, ou seja X_s/R_a, resultou em (1) uma *redução* na potência sincronizante, e (2) um *acréscimo* nas *perdas*, a despeito da redução da corrente sincronizante. É por esta razão (e outras mais) que se prefere uma relação elevada de reatância da armadura para a sua resistência, a *despeito* de seu efeito sobre a regulação. Finalmente, como se mencionou na Seç. 6-8, a regulação da tensão pode ser controlada pelo uso de reguladores de tensão, que variam a excitação do campo para manter a tensão de saída constante, independentemente de variações da carga.

7-12. CAÇA AO SINCRONISMO OU OSCILAÇÃO DE ALTERNADORES

Nas seções anteriores (Seçs. 7-10 e 7-11) indicou-se que uma corrente sincronizante instantânea é produzida sempre que a corrente de campo de um alternador é aumentada, ou quando se aumenta a velocidade de sua máquina primária. O efeito da corrente sincronizante é produzir uma potência sincronizante instantânea, que faz com que o alternador que *gera* a potência se *atrase* até a posição de sincronismo, e os alternadores que *recebem* a potência *se adiantem* até o sincronismo. Poderia parecer que estas tendências, acopladas à característica descendente da velocidade das máquinas primárias que acionam os alternadores, resultariam numa situação de estabilidade extrema e equilíbrio. Isto seria verdade, de fato, se a velocidade da máquina primária fosse constante para um ciclo completo de rotação.

Infelizmente, uma máquina primária de natureza alternativa (tal como um motor a gasolina ou diesel, ou uma máquina a vapor) pode ter uma velocidade média constante em rpm, mas não terá uma velocidade constante durante um ciclo completo de rotação. Durante o período de expansão de uma máquina a vapor, por exemplo, o alternador estará *adiantado* em relação ao sincronismo, enquanto que, durante o período de extração, o alternador *atrasa-se* em relação a ele. Um alternador de 30 pólos operando a 60 Hz terá uma velocidade média

da máquina primária de 240 rpm, ou 4 rps. Em uma rotação, ou seja um quarto de segundo, o alternador percorrerá 15 ciclos! A resposta elétrica do alternador, mesmo a pequenas variações ocorridas na velocidade da máquina primária, é quase instantânea. Infelizmente, entretanto, os rotores dos alternadores são bastante pesados e têm uma grande quantidade de inércia.

Se, durante o período de expansão, um alternador adianta-se levemente em relação ao sincronismo, ele estará, instantaneamente, entregando potência sincronizante aos outros alternadores. Os outros alternadores recebem esta potência instantânea, mas, devido à inércia, sua resposta é muito lenta. O alternador em avanço produzirá então mais e mais corrente sincronizante, numa tentativa de trazer ao sincronismo os outros alternadores, ao mesmo tempo em que ele próprio se atrasa. A potência transferida pode ser tão grande e a demanda, em termos de contratorque, tão elevada que, em vez de atrasar-se para a posição de sincronismo, ele eventualmente ficará *abaixo* da velocidade dos outros alternadores. Quando ele está nesta situação, sua máquina primária está em *extração* (o que em nada auxilia a situação); e, ao atrasar-se, ele receberá instantaneamente potência *do* barramento e funcionará como um *motor*.

A potência sincronizante recebida mais o aumento extra da máquina primária na sua expansão fazem com que, mais uma vez, o alternador original oscile até uma posição mais avançada do que a da primeira vez. A inércia dos demais alternadores, ao não responder imediatamente à potência instantaneamente recebida, faz com que o alternador em avanço desenvolva uma corrente sincronizante maior ainda que a anterior. Efetivamente, o alternador está "caçando" a velocidade síncrona estável, mas não pode alcançá-la.

Esta oscilação periódica repetida ou *caça,* acima e abaixo da velocidade síncrona do alternador acionado por uma máquina alternativa, continua a ampliar-se, cada oscilação sucessiva aumentando em relação à anterior. Se temos ligados instrumentos tais como amperímetros e wattímetros, a caça ao sincronismo pode ser observada pelo aumento e diminuição da corrente lida no amperímetro e pela reversão periódica da potência do wattímetro, em resposta à recepção e à geração da potência sincronizante. Desde que esta condição não cessa por si mesma e não é autolimitante (pelas razões acima descritas), é necessário tomarem-se providências, no projeto combinado de alternador — máquina primária, para eliminá-la. A seguir, apresentamos algumas das técnicas empregadas para reduzir a caça ao sincronismo.

1. Enrolamentos *amortecedores*, que consistem em barras na configuração de gaiola de esquilo, colocadas nas faces polares do rotor, para evitar o efeito da caça ao sincronismo. Quando os pólos de campo, ao girar, passam pela armadura à velocidade síncrona, não se induz tensão no enrolamento amortecedor em curto-circuito. Se a velocidade do rotor aumenta ou diminui abaixo da velocidade síncrona, nos enrolamentos amortecedores induz-se uma tensão e uma corrente elevada de curto-circuito. Pela lei de Lenz, esta corrente estabelece um fluxo que se opõe à força que o produziu, isto é, à variação da velocidade.
2. O eixo da máquina primária pode ser equipado com um volante grande e pesado. Isto aumenta a inércia da máquina primária e a auxilia na produção de uma velocidade mais constante através de uma só rotação.

3. Usam-se amortecedores a pistão ou de fluido viscoso nos reguladores de combustível ou nos reguladores das máquinas primárias, para evitar a sua resposta imediata às variações súbitas e pequenas da demanda de mais ou menos potência por parte do alternador.
4. Empregam-se máquinas primárias que tenham potência entregue uniforme para uma rotação completa; as turbinas a vapor ou a gás têm, por exemplo, esta característica.

7-13. SINCRONIZAÇÃO DE ALTERNADORES POLIFÁSICOS

Embora desenvolvida em termos de alternadores monofásicos, toda a discussão precedente aplica-se igualmente aos alternadores polifásicos, uma vez que todas as considerações e cálculos são feitos por fase para os alternadores tri ou polifásicos genericamente. As únicas diferenças ocorrem no método de sincronização e nos critérios da seqüência de fases (o sexto requisito na Seç. 7-8). Este requisito estabelece que a *seqüência de fases* do alternador que vai entrar em paralelo deve ser a mesma do barramento, isto é, dos alternadores que já estão operando em paralelo.

Como se estabeleceu na Seç. 2-13, há apenas *duas* seqüências de fase possíveis para um alternador trifásico, pela simples razão de que há apenas dois sentidos possíveis para a rotação dos pólos em relação aos enrolamentos da armadura. A Fig. 7-17 mostra um alternador, à esquerda, em vias de ser ligado em paralelo

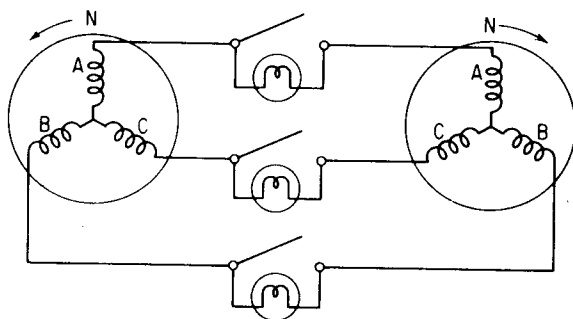



Fig. 7-17 — Seqüência de fases de alternadores e método de sincronização da lâmpada apagada.

com um alternador (ou barramento) à direita. O rotor do alternador da esquerda gira no sentido anti-horário, enquanto que o da direita gira no sentido horário. Ainda assim, a seqüência de fases é a mesma para ambas as máquinas (ABC-ABCA), como se indica pelas fases encontradas por um pólo norte unitário girando em torno da armadura e induzindo tensões. A seqüência de fases pode ser conferida de uma forma simplificada, ligando-se um pequeno motor de indução ao barramento e observando-se o seu sentido de rotação. Liga-se, após, o motor de indução ao alternador que vai entrar em paralelo e, se o sentido de rotação é o mesmo, a se-

qüência de fases da máquina que vai entrar em paralelo é a mesma do barramento. Se o motor de indução gira no sentido oposto, qualquer par de terminais do alternador que vai entrar em paralelo deve ter suas posições invertidas (terminais junto às chaves da Fig. 7-17) e com isto se assegura a seqüência de fases correta. A seqüência de fases pode ser também conferida por um *indicador de seqüência de fases* (Seç. 7-15).

A sincronização pode ser conseguida utilizando-se os métodos das lâmpadas, semelhantes, em princípio, aos empregados para os alternadores monofásicos, mostrados na Fig. 7-9. O método empregado na Fig. 7-17 é o método da *lâmpada apagada*. Mesmo que os valores eficazes das tensões de fase e de linha, do alternador que entra em funcionamento e das máquinas já operando, sejam idênticos e também o sejam as freqüências dos alternadores, as lâmpadas da Fig. 7-17 podem não estar apagadas. Há uma escassa possibilidade de que as tensões tendam a "fechar-se" em precisa oposição, fase a fase. Assim, se as lâmpadas permanecem fixas em um dado brilho, isto indicará que tanto a máquina que entra em funcionamento como as que já estão operando têm a mesma *freqüência*, mas que uma diferença de potencial é produzida seja (1) por um deslocamento fixo de fase entre as fem induzidas dos alternadores, seja (2) por uma diferença entre os valores eficazes das tensões de fase.

Depois de descartar-se a segunda possibilidade através de um voltímetro, será necessário acelerar ou retardar levemente o alternador que está entrando em funcionamento, a fim de encontrar o momento preciso para fechar a chave sincronizante (isto é, quando as lâmpadas se apagam), enquanto as lâmpadas estão piscando juntas. Se as lâmpadas *não* piscam juntas, as fases não estão corretamente ligadas às chaves, ou a seqüência de fases está incorreta. A inversão de um par qualquer de terminais resolverá o problema.

A desvantagem de usar-se o método da lâmpada apagada para alternadores polifásicos é a mesma, discutida na Seç. 7-9 para alternadores monofásicos, em que se achou difícil determinar, mesmo para um piscar lento, o ponto intermediário do período apagado (quando os alternadores estão exatamente em sincronismo e as fem exatamente defasadas de 180° umas em relação às outras).

Como no caso de alternadores monofásicos (Fig. 7-9b), o *método da lâmpada acesa* pode ser usado para indicar o instante da sincronização através do brilho máximo da lâmpada. A Fig. 7-18a mostra as ligações correspondentes ao método da lâmpada acesa para a ligação em paralelo de alternadores trifásicos, no qual as três lâmpadas tiveram todas as ligações invertidas em relação às da Fig. 7-17.

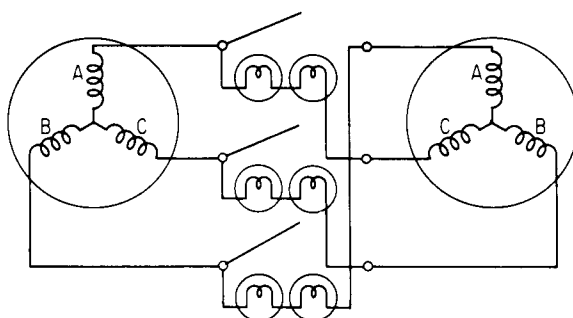
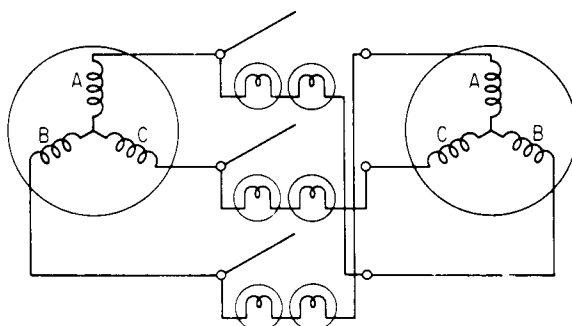
A Fig. 7-18b mostra um terceiro método, chamado *método da lâmpada girante*, no qual teremos as lâmpadas piscando de forma que duas estejam acesas e uma apagada, sucessivamente. A chave sincronizante é fechada quando as duas lâmpadas de fora, da Fig. 7-18b, estão acesas e a do centro está apagada. A vantagem deste método é que ele permite a sincronização em termos de brilho máximo e mínimo. A figura mostra também o uso de lâmpadas em série, para prevenir-se a queima das lâmpadas devido a tensões de pico. Para alternadores de alta tensão, utilizam-se transformadores de potencial, quer com as lâmpadas quer com o *sincronoscópio*, descrito a seguir.

(a) Método da lâmpada acesa.

(b) Método da lâmpada girante (duas acesas e uma apagada).

Fig. 7-18 — Métodos das lâmpadas para sincronização.

7-14. SINCRONOSCÓPIOS

Em condições comerciais de operação, pode ser, algumas vezes, difícil o uso das lâmpadas para indicar se o alternador que está entrando em funcionamento está mais lento ou mais rápido. No laboratório, é fácil aumentar-se a velocidade da máquina primária (normalmente se utiliza um motor de velocidade variável) e observar-se o piscar das lâmpadas. Se o piscar torna-se *mais lento* com *aumento* da velocidade, a freqüência do alternador que vai entrar em paralelo está abaixo da do alternador em funcionamento ou da do barramento.

Um instrumento chamado *sincronoscópio* foi imaginado, constituído de um ponteiro girante (que indica se a máquina que está entrando em funcionamento está mais lenta ou mais rápida) e uma posição fixa para indicar o momento preciso da sincronização, quando a chave que faz o paralelismo deve ser fechada. Constroem-se sincronoscópios de vários tipos, ou seja, do tipo *ponteiro polarizado*, do tipo *ferro móvel* e do tipo *bobina cruzada.* O sincronoscópio é projetado para funcionamento em circuitos monofásicos e pode, portanto, ser usado para a sincronização tanto de alternadores mono como polifásicos. Como é basicamente um dispositivo monofásico, *não* pode detectar a seqüência de fases, o que deve ser

conferido quer por um motor de indução quer por um indicador de seqüência de fases. Também não pode detectar as diferenças de tensões, o que deve ser feito por um voltímetro.

O *tipo ponteiro polarizado* tem seu circuito e mostrador representados na Fig. 7-19. O ponteiro é polarizado à freqüência da máquina em funcionamento através da bobina do rotor. O enrolamento do estator consiste de duas bobinas (fases) distribuídas pela circunferência do instrumento, da mesma forma que num motor de indução monofásico, de fase dividida, e é ligado à máquina que vai entrar em funcionamento. O campo girante do estator gira à freqüência da máquina que vai entrar, enquanto o ponteiro de ferro está polarizado (magnetizado) à freqüência do barramento ou da máquina em funcionamento. Quando as freqüências estão exatamente em sincronismo, o ponteiro alinhar-se-á numa posição vertical fixa, como mostram as Figs. 7-19b e c. Na última figura note-se que, quando o campo girante está a 90° da posição do ponteiro, este está desmagnetizado. Se o ponteiro estivesse levemente magnetizado, devido à diferença de freqüências, ele tenderia a mover-se lentamente para a esquerda ou para a direita. Se o campo gira a 61 Hz e o ponteiro está magnetizado a 60 Hz, ele girará no sentido horário a uma velocidade de 1 rps. Inversamente, se o campo gira a 58 Hz, o ponteiro girará no sentido anti-horário a uma velocidade de 2 rps. Quando as freqüências são idênticas, o ponteiro "fecha-se" numa posição fixa, que indica a *diferença de fase* entre as tensões dos dois alternadores.

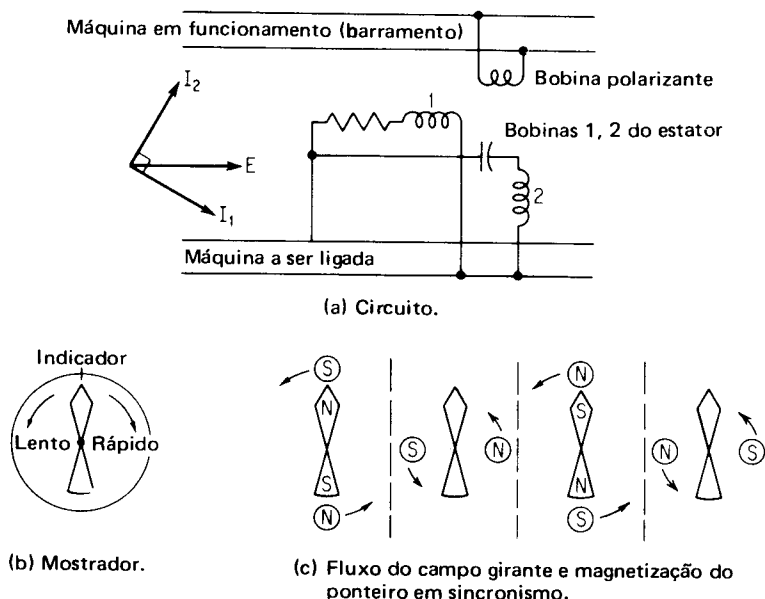



Fig. 7-19 — Mostrador do circuito do sincronoscópio e princípio de operação (tipo ponteiro polarizado).

7-15. INDICADOR DE SEQÜÊNCIA DE FASES

Embora o sincronoscópio possa fornecer, de forma acurada, melhores indicações que os métodos de lâmpadas, sobre o instante no qual deve ocorrer a sincronização ou sobre se o alternador que vai entrar está mais lento ou mais rápido, ele não pode indicar a seqüência de fases (o que as lâmpadas fazem de modo muito simples). Já se estabeleceu anteriormente que se podem usar motores de indução polifásicos, mas, se não se dispõe deles, um instrumento portátil e conveniente para a utilização é o *indicador de seqüência de fases.* O circuito básico de um indicador de seqüência de fases aparece na Fig. 7-20a, e uma versão simplificada na Fig. 7-20b. Consiste de duas lâmpadas a néon idênticas e um capacitador ligados em estrela como carga trifásica desbalanceada. As resistências do circuito são projetadas para criar um potencial acima e abaixo do potencial de ignição das lâmpadas a néon, de tal modo que, para uma rotação de fase (1-3-2), a carga desbalanceada provoque uma queda de potencial maior a partir do neutro N através da lâmpada 1, E_{N1}. Note-se que, devido ao desbalanceamento, as tensões entre fase e neutro são da ordem das tensões de linha E_{1-2}, E_{2-3}, etc. Uma inversão da seqüência de fase (1-2-3) iluminará a lâmpada N_3, de forma semelhante, e extinguirá a lâmpada N_1.

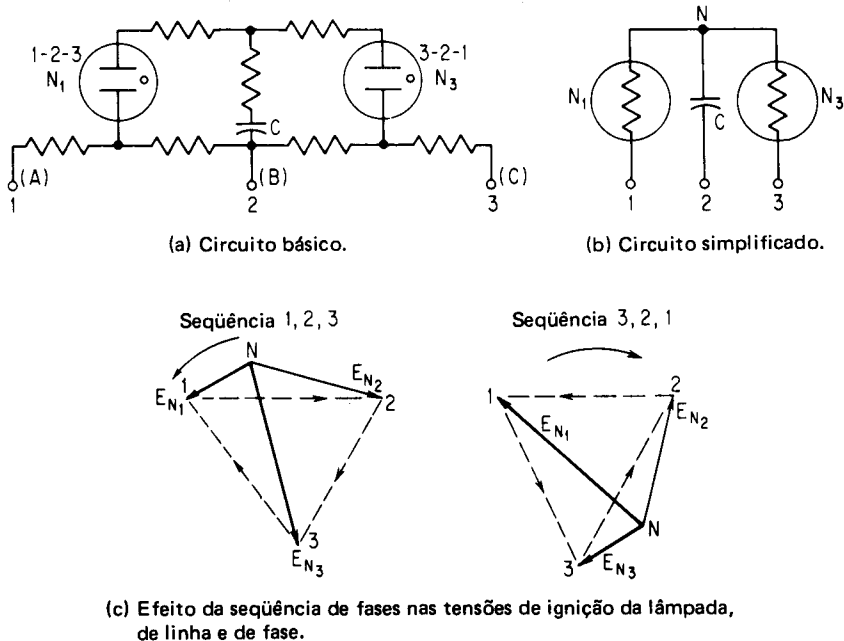



Fig. 7-20 — Indicador da seqüência de fases.

7-16. SUMÁRIO DO PROCEDIMENTO PARA LIGAR EM PARALELO ALTERNADORES POLIFÁSICOS

A lista a seguir pode servir como um sumário dos passos necessários para colocar alternadores polifásicos em paralelo com outros alternadores, através de um barramento.

1. O alternador é trazido à velocidade nominal e seu valor eficaz de tensão de linha é ajustado à tensão do barramento através de um voltímetro.
2. A seqüência de fases é verificada através do indicador da seqüência de fases ou das lâmpadas de sincronização.
3. A freqüência do alternador a ser ligado é comparada à do barramento através de um sincronoscópio ou pelo método das lâmpadas. Se a freqüência da máquina a ser ligada é baixa, aumenta-se a velocidade de sua máquina primária; se é alta, a velocidade é reduzida.
4. A chave de paralelismo é fechada no instante em que as lâmpadas ou o sincronoscópio indicam que as tensões fase-a-fase são exatamente iguais e opostas. O alternador estará então ligado e flutuando na linha.
5. Faz-se com que o alternador assuma carga, aumentando-se a velocidade de sua máquina primária.
6. O fator de potência no qual funciona o alternador, no que diz respeito à sua potência reativa, é ajustado por meio de seu reostato de campo.
7. A tensão do barramento é ajustada, atuando-se simultaneamente em todos os reostatos de campo.

BIBLIOGRAFIA

1. BEWLEY, L. V. *Alternating current machinery.* New York, Macmillan, 1949.
2. —. *Tensor analysis of electrical circuits and machines.* New York, Ronald Press, 1961.
3. CARR, C. C. *Electrical machinery.* New York, Wiley & Sons, 1958.
4. CROSNO, C. D. *Fundamentals of electromechanical conversion.* New York, Harcourt, Brace, Jovanovich, 1968.
5. DANIELS. *The performance of electrical machines.* New York, McGraw-Hill, 1968.
6. FITZGERALD, A. E. & KINGSLEY, C. *The dynamics and statics of electromechanical energy conversion.* 2. ed. New York, McGraw-Hill, 1961.
7. FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, C.; KUSKO, A. *Electric machinery.* 3. ed. New York, McGraw-Hill, 1971.
8. GEMLICH, D. K. & HAMMOND, S. B. *Electromechanical systems.* New York, McGraw-Hill, 1967.
9. HINDMARSH, J. *Electrical machines.* Elmsford, N. Y., Pergamon, 1965.
10. JONES, C. V. *The unified theory of electrical machines.* New York, Plenum, 1968.
11. MAJMUDAR, H. *Introduction to electrical machines.* Boston, Allyn and Bacon, 1969.
12. MCFARLAND, T. E. *Alternating current machines.* Princeton, N. J., Van Nostrand, 1948.
13. PUCHSTEIN, A. F.; LLOYD, R.; CONSAD, A. G. *Alternating current machines.* 3. ed. New York, Wiley/Interscience, 1954.
14. ROBERTSON, B. L. & BLACK, L. J. *Electric circuits and machines.* 2. ed. Princeton, N. J., Van Nostrand, 1957.
15. SELMON. *Magnetoelectric devices: transducers, transformers and machines.* New York, Wilev/Interscience, 1966.

16. SISKIND, C. S. *Direct-current machinery.* New York, McGraw-Hill, 1952.
17. SKILLING, H. H. *Electromechanics: a first course in electromechanical energy conversion.* New York, Wiley/Interscience, 1962.
18. THALER, G. J. & WILCOX, M. L. *Electric machines: dynamics and steady state.* New York, Wiley/Interscience, 1966.
19. WHITE, D. C. & WOODSON, H. H. *Electromechanical energy conversion.* New York, Wiley/Interscience, 1959.

QUESTÕES

7-1. Dê 5 vantagens que justifiquem a utilização de geradores ou alternadores CC em paralelo, em vez de uma unidade apenas para fornecer carga a um sistema elétrico.

7-2. Quatro alternadores monofásicos estão ligados em paralelo a um barramento. Os alternadores 1 e 2 estão entregando energia ao barramento. O alternador 3 está recebendo energia do barramento e o alternador 4 está "flutuando". Deduza uma equação que expresse a relação entre a tensão gerada e a tensão nos terminais para:
a. o alternador 1 e o alternador 2
b. o alternador 3
c. o alternador 4.

7-3. Repita a questão 7-2 para quatro geradores CC semelhantemente ligados a um barramento dando, desta vez, as equações para:
a. a potência gerada pelas máquinas 1 e 2 e a potência entregue ao barramento
b. a potência gerada pela máquina 3 e a potência a ela entregue pelo barramento
c. repita (b) para a máquina 4.

7-4. Para geradores-derivação CC, funcionando em paralelo, explique:
a. por que existe uma condição de equilíbrio estável entre estes geradores em relação a súbitos acréscimos ou decréscimos na carga
b. duas condições que venham a causar a divisão proporcional da carga entre eles
c. por que as máquinas primárias que os acionam devem também ter características de velocidade decrescentes ou constantes.

7-5. Para geradores compostos CC funcionando em paralelo, explique:
a. duas condições adicionais para a manutenção da divisão proporcional da carga com as variações nesta
b. por que um reostato divisor de corrente, para um dado gerador composto, não pode ser ligado em paralelo com o campo-série neste tipo particular de máquina
c. o modo pelo qual as características dos geradores compostos são ajustadas através dos reostatos divisores de corrente
d. por que se deve ligar uma barra equalizadora no lado da armadura do campo-série e também no lado de mesma polaridade de cada máquina.

7-6. Indique os passos para colocar-se um gerador CC em paralelo com um grupo de outros geradores CC ligados a um barramento.

7-7. Imaginando que um dado gerador G_1 esteja funcionando em paralelo com outros geradores, qual o efeito de:
a. reduzir-se a tensão gerada de G_1 até o valor da tensão do barramento
b. reduzir-se a tensão gerada de G_1 até um valor menor que a tensão do barramento
c. desacoplar-se o gerador G_1 de sua máquina primária.

7-8. Estabeleça:
a. As condições necessárias para uma operação bem sucedida de alternadores em paralelo.
b. Sumarize estas condições numa só frase.

7-9. Desenhe diagramas fasoriais representando:
   a. as relações de tensão entre dois alternadores monofásicos em paralelo, com relação ao circuito local que consiste apenas deles
   b. as relações de tensão entre a tensão do barramento e a corrente de carga por eles suprida.

7-10. Repita a questão 7-9 representando graficamente as formas de onda.

7-11. Desenhe um diagrama mostrando a sincronização pelo método da lâmpada apagada para dois alternadores monofásicos e explicando as condições sob as quais:
   a. as lâmpadas ficarão sempre apagadas
   b. as lâmpadas ficarão sempre acesas
   c. as lâmpadas piscarão juntas.

7-12. a. Dados dois alternadores com tensões nominais de 120 V cada um, qual será a tensão nominal da lâmpada a utilizar na Fig. 7-9(a) (V. Ex. 7-3)?
   b. Estabeleça duas desvantagens do método da lâmpada apagada para a sincronização de alternadores.
   c. Explique por que o método da lâmpada acesa [Fig. 7-9(b)] supera as desvantagens apontadas no item b.

7-13. Com referência à corrente sincronizante:
   a. defina-a por comparação com a corrente de carga I_L, e com a corrente de armadura, I_a
   b. escreva uma equação para determinar o seu valor, por fase, no caso de dois alternadores em paralelo
   c. qual o seu efeito na distribuição da carga?
   d. qual o seu efeito sobre o alternador, que tenha ângulo de fase de menos de 90° entre sua tensão gerada e a corrente sincronizante?
   e. repita (d) para ângulos maiores que 90°.
   f. Explique o efeito primário da corrente sincronizante.

7-14. Qual é o significado de:
   a. uma potência sincronizante positiva e como ela afeta um alternador em paralelo?
   b. Repita (a) para uma potência sincronizante negativa
   c. o fato de que a potência sincronizante positiva não iguala a potência sincronizante negativa?

7-15. Se o efeito primário de uma corrente sincronizante é a produção de potência sincronizante, desenhe
   a. o diagrama fasorial instantâneo de dois alternadores que tenham tensões geradas diferentes e defasadas de 180°, e mostre nele a tensão gerada resultante e a corrente sincronizante produzida. Indique as potências positivas e negativas
   b. o diagrama fasorial instantâneo, depois que a potência sincronizante fez seu efeito, adiantando o alternador que recebe a potência e retardando o que a fornece.

7-16. a. Dê três efeitos da sobreexcitação de um alternador específico, que funciona em paralelo num sistema, que resulte numa estabilização de todos os alternadores em sincronismo.
   b. Qual o efeito da sobreexcitação de um alternador específico sobre a distribuição da carga de alternadores em paralelo?

7-17. Em relação aos alternadores em paralelo, explique como:
   a. se eleva ou se abaixa a tensão do barramento
   b. se pode remover a carga de um alternador específico
   c. se aumenta a carga de um alternador específico.

7-18. Os alternadores são projetados para ter uma impedância total baixa, mas uma elevada relação de reatância síncrona para resistência da armadura.
   a. Qual é a vantagem de uma impedância baixa no que diz respeito à sincronização?
   b. Qual é a vantagem de uma relação X_s/R_a elevada?

7-19. a. Qual é a causa da caça ao sincronismo de um alternador funcionando em paralelo acima e abaixo da velocidade síncrona?
b. Cite quatro técnicas que tendam a eliminar a caça.

7-20. a. Que diferenças existem nos critérios para a ligação em paralelo de alternadores polifásicos em comparação aos monofásicos?
b. Dê dois métodos para verificar a seqüência de fases em alternadores polifásicos.
c. O sincronoscópio dá uma indicação da seqüência de fases? Explique.

7-21. Resuma os 7 passos *necessários* para colocar um alternador, a entrar em operação, em paralelo com outros alternadores, para fazer com que ele assuma uma porção da carga.

7-22. Supondo que um dado alternador esteja funcionando em paralelo com outros alternadores e carregando uma parcela proporcional da carga, explique o efeito de:
a. reduzir-se a sua excitação, de forma que sua fem fique menor que a tensão do barramento
b. reduzir-se a velocidade de sua máquina primária, de forma que sua fem fique menor que a tensão do barramento
c. desacoplar-se o alternador de sua máquina primária.

7-23. a. Qual a denominação específica que se dá à máquina primária síncrona, quando ela funciona nas condições descritas em (c) ou em (a) da questão 7-22?
b. A que velocidade funcionará a máquina nas condições descritas em (a), (b) e (c) da questão 7-22?

PROBLEMAS

7-1. Dois geradores são ligados em paralelo a uma carga de $\frac{6}{7}\,\Omega$. O gerador *A* é ajustado a uma tensão gerada de 124 V, tendo uma resistência da armadura de 0,1 Ω. O gerador *B* é ajustado a uma tensão gerada de 125 V, tendo uma resistência da armadura de 0,05 Ω. Desprezando a corrente de campo drenada por gerador, a queda de tensão nas escovas e a queda de tensão devida à reação da armadura, calcule
a. A corrente entregue, por gerador, ao barramento.
b. A corrente entregue pelo barramento à carga.
c. A tensão nos terminais do barramento.

7-2. Repita o problema 7-1, com a excitação do gerador *A* reduzida de forma que sua tensão gerada seja 120 V, e a do gerador *B* aumentada de modo que sua tensão gerada seja 127 V.

7-3. Repita o problema 7-1, com a excitação do gerador *A* reduzida de forma que sua tensão gerada seja 118 V, e a do gerador *B* aumentada de modo que sua tensão gerada seja 128 V.

7-4. a. Em relação ao problema 7-2, qual é o efeito sobre o gerador *B* de desligar-se *A* do barramento? Por quê?
b. Em relação ao problema 7-2, qual é o efeito sobre o gerador *B* de aumentar-se a resistência interna da armadura do gerador *A*? Por quê?

7-5. a. Em relação ao problema 7-3, qual é a natureza da operação do gerador *A*? Por quê?
b. Qual a denominação normalmente empregada para a tensão gerada pela máquina *A*?
c. Qual o efeito de diminuir-se a excitação da máquina *A* sobre
   1. A corrente drenada do barramento pela máquina *A*.
   2. O torque produzido pela máquina *A*.
   3. A direção do torque produzido pela máquina *A* em comparação ao produzido por sua máquina primária.

d. Qual é a tensão nos terminais da máquina *A*? Dê a equação que estabelece a operação da máquina *A*.

e. Dê a equação que estabelece a operação da máquina *B*.

7-6. Dois geradores-derivação, idênticos, de 50 kW, 250 V, 1.200 rpm têm uma regulação de tensão de 10%. Um gerador está entregando metade de sua carga nominal a uma tensão de 262,5 V em seus terminais, enquanto o segundo gerador está ligado em paralelo à linha, em flutuação. Imaginando que ambos tenham velocidade e excitação constantes, calcule

a. A potência total entregue a uma tensão do barramento de 262,5 V.

b. A potência máxima entregue sem que se exceda a capacidade do gerador original.

c. A potência que cada gerador entrega em (b).

7-7. Um gerador-derivação de 10 kW, 125 V, 1.800 rpm está ligado em paralelo a um gerador-derivação de 5 kW, 125 V, 1.200 rpm. O gerador de 10 kW tem uma regulação em tensão de 8%, enquanto o de 5 kW tem de 10%. Supondo que ambos são ligados em paralelo a uma tensão a vazio de 135 V e que a velocidade de suas máquinas primárias não varia com a aplicação da carga, para uma corrente total de carga de 100 A entregue à carga, calcule

a. A corrente de carga que cada gerador entrega.

b. Os quilowatts entregues à carga.

c. Os quilowatts que cada gerador entrega.

7-8. Repita o problema 7-7 para uma corrente de carga total de 60 A.

7-9. Repita o problema 7-7 para uma corrente de carga total de 120 A.

7-10. a. Supondo que cada um dos geradores do problema 7-7 deve ser carregado à carga nominal quando a corrente de carga é 120 A, calcule a excitação a vazio para cada uma das máquinas antes da ligação em paralelo.

b. Se os dois geradores ficam ligados em paralelo e a carga externa é desligada, qual das máquinas funcionará como motor e qual funcionará como gerador?

7-11. Dois geradores compostos CC de 250 V e diferentes capacidades são ligados em paralelo. O gerador *A* tem uma capacidade nominal de 50 kW e o gerador *B* de 100 kW. Para possibilitar que os geradores tenham o mesmo grau de compensação, ao campo-série do gerador *B* é ligada em paralelo uma resistência de 0,05 Ω. Os campos-série dos geradores *A* e *B* têm idênticos valores de resistência de 0,05 Ω. Se as ligações de ambos os geradores são do tipo curto-derivação determine

a. Se os geradores funcionarão satisfatoriamente em paralelo. Se não, por que não?

b. A resistência necessária a produzir-se numa operação em paralelo satisfatória e mostre que circuito levará a isto.

c. A queda de tensão em cada um dos campos-série ligados em paralelo, quando ambos os geradores estiverem suprindo a plena carga e a meia carga, respectivamente.

7-12. Dois alternadores monofásicos devem ser sincronizados utilizando-se o método da lâmpada apagada, como mostra a Fig. 7-9(a). O alternador *A* tem nos terminais uma tensão de 220 V e uma freqüência de 60 Hz. O alternador *B* tem uma tensão de 222 V e uma freqüência de 61 Hz. Calcule:

a. A tensão efetiva máxima em cada lâmpada.

b. A freqüência do piscar das lâmpadas (batimento).

c. A tensão efetiva mínima em *cada* lâmpada.

7-13. Cada alternador do problema 7-12 tem uma freqüência de 60 Hz. Calcule a tensão efetiva em cada lâmpada quando

a. A diferença de fase entre os alternadores é 0°.

b. A diferença de fase entre os alternadores é 180°.

c. Calcule a freqüência do piscar das lâmpadas em (a) e (b).

7-14. Nos problemas anteriores, os dois alternadores monofásicos *A* e *B* têm, cada um, uma resistência efetiva de 0,1 Ω e uma reatância síncrona de 1,0 Ω, respectivamente. Eles são sincronizados convenientemente (isto é, suas fem estão a 180° em relação ao circuito local), mas no instante da sincronização a fem do alternador *A* é 220 V e a do *B* 210 V, em valores médios quadráticos. No instante em que fecha a chave de sincronização, e antes que os alternadores ajustem suas posições de fase, calcule.

a. A tensão resultante entre os alternadores.
b. A corrente sincronizante.
c. O ângulo do fator de potência entre (a) e (b).
d. A potência desenvolvida pelo alternador *A* e sua forma de operação.
e. A potência desenvolvida pelo alternador *B* e sua forma de operação.
f. A perda de potência em ambas as armaduras e a potência sincronizante.
g. A tensão nos terminais de cada alternador (tensão no barramento).

7-15. Dois alternadores trifásicos, ligados em estrela, de 150 kVA, 3.980 V são sincronizados a vazio, de forma que o alternador *A* está adiantado de 20 graus elétricos em relação à posição de 180° que deveria tomar no circuito local, com respeito ao alternador *B*. Cada alternador tem uma resistência de 0,12 Ω/fase e uma reatância de 1,275 Ω/fase, respectivamente. No instante em que se fecha a chave, e antes que os alternadores tenham ajustado suas posições de fase, calcule

a. A diferença de fase entre os alternadores em graus elétricos e o valor médio quadrático de volts.
b. A corrente de sincronização por fase e seu respectivo ângulo do fator de potência.
c. A potência desenvolvida por fase pelo alternador *A* e sua forma de operação.
d. A potência desenvolvida por fase pelo alternador *B* e sua forma de operação.
e. A perda de potência em ambas as armaduras e a potência sincronizante transferida através dos barramentos, imaginando iguais perdas de potência em cada alternador.
f. A tensão nos terminais de cada alternador por fase e seus valores de linha.

7-16. Dois alternadores trifásicos *A* e *B*, de ligação em estrela, devem ser ligados em paralelo através de um barramento. As resistências das armaduras e as reatâncias síncronas, por fase, são 0,1 Ω e 1,0 Ω, respectivamente, para ambos. A tensão de linha de *A* é ajustada a 2.500 V e *B* é ajustada a 2.300 V, sendo que estão em perfeita oposição de fase no instante em que se faz o paralelo. Calcule:

a. A tensão resultante entre os alternadores, por fase.
b. A corrente sincronizante por fase.
c. O ângulo do fator de potência entre (a) e (b) acima.
d. A potência desenvolvida pelo alternador *A* e forma de operação.
e. A potência desenvolvida pelo alternador *B* e forma de operação.
f. A perda de potência por fase.
g. A tensão nos terminais do barramento por fase e seu valor de linha.

RESPOSTAS

7-1(a) 40 A, 100 A (b) 140 A (c) 120 V 7-2(a) 140 A, 0 (b) 140 A (c) 120 V 7-3(a) – 20 A, 160 A (b) 140 A (c) 120 V 7-6(a) 26,25 kW (b) 75 kW (c) 50 kW, 75 kW 7-7(a) 28,6 A, 71,4 A (b) 12,62 kW (c) 3,61 kW, 9,01 kW 7-8(a) 17,15 A, 42,85 A (b) 7,78 kW (c) 5,56 kW, 2,22 kW 7-9(a) 34,3 A, 85,7 A (b) 149,2 kW (c) 42,7, 106,5 kW 7-10(a) 137,5 V, 135 V (b) Gerador A, Motor B 7-12(a) 221 V (b) 1 Hz (c) 1 V 7-13(a) 221 V (b) 1 V (c) zero 7-14(a) 10 V (b) 4,98 A (c) 0,09932 (d) 108,8 W (e) – 103,8 W (f) 103,8 W (g) 215 V 7-15(a) 160° (b) 312,5 A (c) 7,15 kW (d) 693 kW motor (e) 69 kW, 704,5 kW/fase (f) 2.300 V 7-16(a) 118 V (b) 58,75 A (c) 0,09932 (d) 8.440 W (e) 7.750 W (f) 690 W (g) 2.400 V.

OITO

relações de torque em máquinas CA — motores síncronos

8-1. GENERALIDADES

Cabe repetir que todos os motores elétricos, CA e CC, atuam como geradores enquanto tem lugar a ação-motor. No capítulo anterior sobre a operação em paralelo, estabeleceu-se que, quando uma máquina (CA ou CC) é ligada em paralelo a um barramento ou a uma outra fonte de fem, ela pode atuar (1) como gerador, se sua fem induzida for superior à tensão do barramento (e a máquina fornecer potência ao barramento); ou (2) como motor, se sua fem induzida for menor que a tensão do barramento (caso em que a máquina recebe potência do barramento). Estabeleceu-se também que uma armadura de motor ligada a um barramento pode ser considerada como estando em paralelo com ele. Considerando a operação em paralelo de alternadores mono e polifásicos, demonstrou-se que dois fatores poderão ocasionar a "motorização" do alternador e fazê-lo receber potência sincronizante do barramento (ou dos outros alternadores em paralelo); eles são (1) um decréscimo da corrente de campo e da fem gerada (tornando-a menos que a tensão do barramento) e (2) um decréscimo na *velocidade instantânea* da máquina

CA. Quando ocorrer uma destas condições, a máquina CA estará funcionando como um motor síncrono CA.

Deve-se notar que se utilizou a denominação "velocidade instantânea". A velocidade de um motor síncrono CA é determinada [Eq. (2-16)] pelo número de pólos e pela freqüência, isto é, $N_s = 120\ f/P$. Uma vez que a freqüência do barramento que alimenta o motor é constante, e também o é o número de pólos, torna-se evidente que um motor síncrono CA é um *motor de velocidade constante*. O modo pelo qual ele varia *instantaneamente* a sua velocidade, como resultado da aplicação de uma carga e da magnitude da corrente que seu estator recebe do barramento, será estudado especificamente neste capítulo.

A armadura de um motor síncrono não só requer e recebe do barramento uma corrente alternativa, mas, como qualquer máquina síncrona CA (duplamente excitada), requer também uma excitação CC para o seu campo. Em motores síncronos grandes, a *excitatriz* (um gerador-derivação CC) é montada no mesmo eixo que o motor, sendo que uma pequena parcela do torque motor será consumida para gerar a CC requerida para excitação do campo. Devido à possibilidade de variação da excitação do campo, o motor síncrono CA possui uma característica que nenhum outro tipo de motor CA possui — o fator de potência, no qual ele funciona, *pode ser variado* à vontade.

Uma segunda característica, algo incomum, do motor síncrono polifásico (e do monofásico) é que (semelhantemente a alguns motores monofásicos) ele *não tem torque de partida*. Como o alternador CA, ele deve ser acelerado por algum meio auxiliar, para ser então ligado à linha.

Outra peculiaridade dos motores síncronos é a sua suscetibilidade ao balanço de caça ao sincronismo (Seç. 7-12), particularmente quando as cargas são sujeitas a súbitas variações ou não são uniformes durante um ciclo de revolução, como no caso de fradeiras, guilhotinas, compressores ou bombas. A utilização de *enrolamentos amortecedores* na construção do rotor terminou com esse problema e, ao mesmo tempo, tornou possível ao motor síncrono uma partida como a de um motor de indução.

Atualmente, o motor síncrono é largamente utilizado, sendo que sua popularidade nunca foi tão grande. Em certas faixas de potência e gamas de velocidade, ele é mais utilizado que o motor de indução polifásico.[1]

Os motores síncronos têm as seguintes vantagens específicas em relação aos motores de indução: (1) os motores síncronos podem ser utilizados para correção do fator de potência, além de fornecer torque à carga que eles acionam; (2) têm rendimentos maiores (quando funcionam no fator de potência unitário) que os

[1]As diferenças de custo entre motores de indução e motores síncronos da mesma potência, velocidade e tensão nominal variam devido às técnicas de construção relativas ao estator e ao rotor de ambos os tipos de máquinas. Em tamanhos médios, entre 50 e 500 HP e velocidades baixas, os motores síncronos são mais baratos. Em tamanhos maiores e altas velocidades, novamente são mais baratos os síncronos. Conforme se desenvolvem novas técnicas, podem eliminar-se ou acentuar-se estas diferenças no custo inicial.

*Estas condições de custo não se aplicam exatamente no Brasil, devido à indústria menos desenvolvida do ramo. Em nosso País, via de regra. os motores de indução são mais baratos.

motores de indução de potência e tensão nominal correspondentes; (3) os rotores dos motores síncronos, com suas massas polares, permitem o uso de maiores entreferros do que os correspondentes às gaiolas de esquilo usadas nos motores de indução, requerendo menores tolerâncias nos mancais e permitindo maior utilização dos últimos; e (4) podem ser mais baratos para as mesmas potência, velocidade e tensão nominal.

8-2. CONSTRUÇÃO

Basicamente, a construção de um motor síncrono CA é a mesma do alternador (Seç. 6-2). O estator tem um enrolamento mono ou polifásico idêntico ao do alternador. O rotor geralmente é de pólos salientes, exceto nos tipos que têm velocidades excessivamente elevadas.

Para eliminar o balanço de caça ao sincronismo e para desenvolver o torque de partida necessário quando se aplica CA ao estator, os pólos do rotor contêm condutores nas faces polares, que são curto-circuitados nas suas extremidades, como se vê na Fig. 8-1. Estes *enrolamentos amortecedores* consistem de barras sólidas de cobre embutidas na superfície da face polar e curto-circuitadas em cada extremidade por meio de anéis, como mostra a Fig. 8-1.

(a) Pólo de uma máquina síncrona CA.

(b) Enrolamento amortecedor ou gaiola de esquilo para partida.

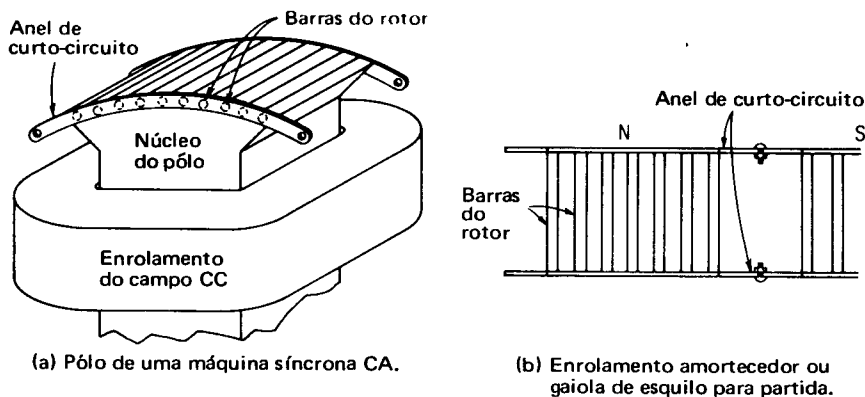



Fig. 8-1 — Pólo de uma máquina síncrona CA mostrando enrolamento amortecedor.

8-3. OPERAÇÃO DO MOTOR SÍNCRONO

Como se estabeleceu na Seç. 8-1, o motor síncrono *não tem* inerentemente torque de partida, isto é, não parte por si mesmo *sem* um enrolamento de compensação. Isso é visto na Fig. 8-2, onde uma corrente CA é aplicada ao enrolamento do estator, e onde o sentido instantâneo da corrente nos condutores A e B de uma dada bobina da armadura é o mostrado. Ambos os pólos, norte e sul, serão submetidos a um torque eletromagnético (regra da mão esquerda para o motor) que os movimenta para a esquerda (os condutores, correspondentemente, para a direita). No instante seguinte, 1/120 de segundo mais tarde, a freqüência inverte o

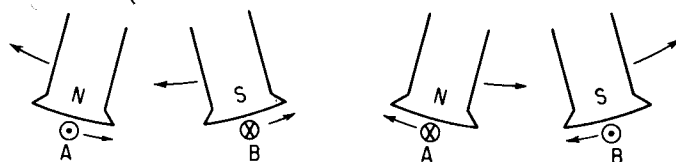



Fig. 8-2 — Torque resultante nulo desenvolvido pelos condutores do estator de um motor síncrono, quando o rotor está parado.

sentido da corrente na bobina, e os pólos recebem um torque no sentido oposto, como se vê na figura. Devido à elevada inércia do rotor, o torque resultante produzido em um segundo é zero, desde que o rotor foi, efetivamente, *atraído alternativamente*, nos sentidos horário e anti-horário, 60 vezes naquele segundo, admitindo-se a freqüência de 60 Hz.

Entretanto, se de alguma forma o rotor se movimenta no sentido horário, numa velocidade próxima ou à síncrona, como mostra a Fig. 8-3, *haverá* um torque desenvolvido pelos lados da bobina A e B, o que faz com que o rotor continue a movimentar-se no sentido horário. O *movimento espacial* do pólo em graus elétricos à velocidade síncrona *corresponde* aos 180° de inversão do sentido da corrente na bobina da armadura, e produz-se um torque resultante no mesmo sentido.

O enrolamento da armadura consiste de muitas bobinas em série em cada fase de uma máquina síncrona polifásica CA. A corrente trifásica nos condutores da armadura do estator produz um campo magnético girante uniforme (Seç. 9-3, Fig. 9-1), girando a uma velocidade $N_s = 120f/P$. A relação entre o campo girante do estator e os pólos do rotor é vista na Fig. 8-4a. Os pólos norte e sul, respectivamente, do rotor, girando a uma velocidade síncrona, *entram em sincronismo* com o campo magnético girante, resultante da circulação de corrente pela armadura do estator. Assim, um pólo N do rotor está em sincronismo com um pólo S do estator, e vice-versa, ambos girando em sincronismo no sentido horário à velocidade síncrona. Se se coloca uma carga no eixo de um motor síncrono, o contratorque criado por ela fará com que o rotor se atrase *momentaneamente*, mas ele continuará ainda a girar à mesma velocidade em relação ao campo girante do

(a) Torque instantâneo. **(b) Torque produzido pela inversão do sentido da corrente.**

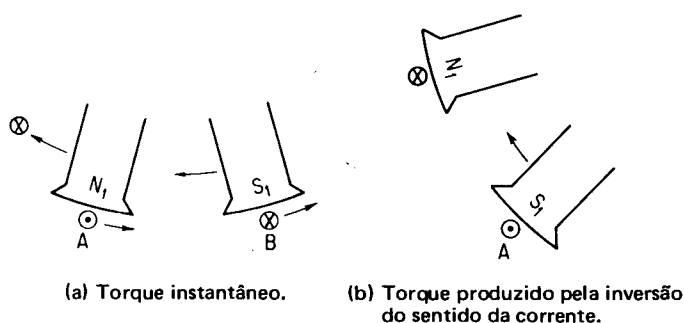



Fig. 8-3 — Torque no mesmo sentido quando o rotor gira à velocidade síncrona.

(a) Campo girante do estator em relação ao rotor.

(b) Efeito da carga na distribuição do fluxo.

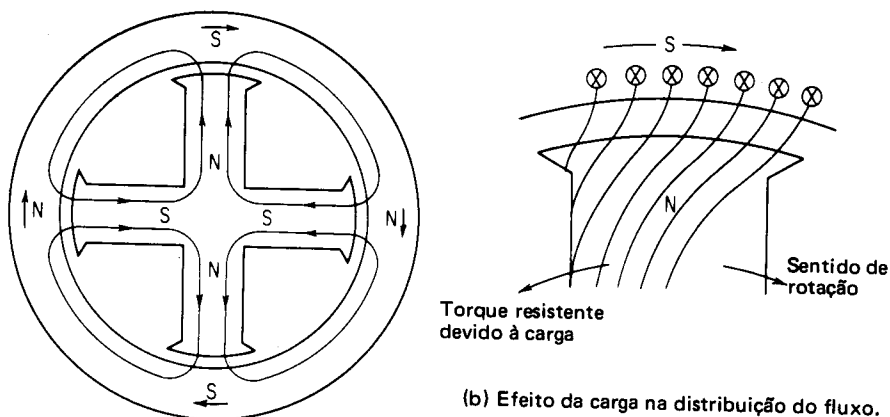



Fig. 8-4 — Campo magnético girante, de fluxo constante, produzido pelos condutores da armadura de um estator polifásico.

estator.[2] A velocidade do rotor, contudo, ainda é a síncrona em relação ao campo girante, mas o fluxo do rotor, ou seja o fluxo mútuo no entreferro é algo reduzido, como mostra a Fig. 8-4b, devido ao aumento na relutância do entreferro.

Se o torque resistente for tão grande que supere o torque máximo desenvolvido, e se o rotor "sair" do sincronismo, o motor síncrono parará. Assim, *ou um motor síncrono funciona à velocidade síncrona ou não funciona.* De fato, conforme o rotor desacelera, o campo girante do estator passa pelos pólos do campo do rotor tão rapidamente que é incapaz de entrar em sincronismo ou de "engrenar com o campo do rotor girante. Daí por que um rotor parado é também incapaz de partir. Num instante, um pólo unitário N do rotor é atraído por um pólo S do estator que se aproxima, produzindo um torque no sentido anti-horário na Fig. 8-4b e, no instante seguinte, o mesmo pólo N é atraído no sentido oposto por um pólo passante S, que produzirá um torque no sentido horário, sendo, pois, nulo, o torque líquido.

8-4. PARTIDA DE MOTORES SÍNCRONOS

É evidente, então, que se deve trazer o motor síncrono a uma velocidade suficientemente próxima da síncrona, para que ele possa entrar em sincronismo com o campo girante. Os meios pelos quais ele é trazido a essa velocidade são: (1) um motor CC acoplado ao eixo do motor síncrono; (2) a utilização da excitatriz como motor CC, para o mesmo fim; (3) um pequeno motor de indução com, no mínimo, um par de pólos menos que os do motor síncrono; e (4) a utilização dos enrola-

[2]Isto não é a mesma coisa que a velocidade de escorregamento num motor de indução, onde o estator gira à velocidade síncrona, mas a velocidade do rotor deve ser sempre menor que aquela.

mentos de compensação, para que a partida se dê como a de um motor de indução do tipo gaiola de esquilo.

O primeiro método é, algumas vezes, utilizado em laboratórios com motores síncronos que *não* são equipados com enrolamentos amortecedores. Geralmente, o motor síncrono deve funcionar como a máquina primária de velocidade constante para acionar o gerador CC. Mas, para colocar-se o motor em sincronismo, o gerador CC funciona como motor, e a máquina CA é sincronizada em relação à fonte CA (Seç. 7-16) como se fosse um alternador. Uma vez em paralelo com a fonte, a máquina síncrona funciona como um motor. O "motor" CC não atuará como gerador se a sua corrente de campo for aumentada de forma que sua fem gerada exceda a do barramento CC.

O segundo método é, em última análise, idêntico ao primeiro, exceto que a excitatriz (um gerador-derivação CC) é operada como motor, e a máquina síncrona CA é sincronizada com a fonte CA (Seç. 7-16).

O terceiro método, utilizando um motor de indução auxiliar, com um número de pólos menor, implica no mesmo processo sincronizante para o motor síncrono CA como alternador. Requer-se, no mínimo, um par de pólos a menos, no motor de indução, para compensar-se a queda na velocidade dele devida ao escorregamento.

Nos três métodos discutidos acima é necessário (1) que o motor síncrono tenha pouca ou nenhuma carga, e (2) que a capacidade do motor de partida (CA ou CC) esteja entre 5 e 10 por cento da nominal do motor síncrono a ele acoplado.

Decididamente, o método de partida mais comum para motores síncronos é o que usa os enrolamentos amortecedores para que a partida se dê como se o motor fosse de indução. Este método é o mais simples e não requer máquinas auxiliares especiais (V. Seç. 8-5, a seguir).

8-5. PARTIDA DE UM MOTOR SÍNCRONO COMO SE FOSSE UM MOTOR DE INDUÇÃO, ATRAVÉS DE SEUS ENROLAMENTOS AMORTECEDORES

As Fig. 8-1a e b mostram o enrolamento *amortecedor* ou de compensação. Deve-se notar que o anel que faz o curto-circuito das barras do rotor possui orifícios para conectar o conjunto seguinte de enrolamentos amortecedores no respectivo pólo. Desta maneira, forma-se um completo enrolamento em gaiola de esquilo; e, embora as barras não tenham capacidade para carregar a corrente de carga nominal do motor síncrono, elas são suficientes para dar-lhe a partida como se fosse um motor de indução. Quando ocorrer a partida de motores síncronos extremamente grandes, como se fossem motores de indução, poder-se-ão utilizar vários métodos para reduzir a corrente de partida solicitada do barramento. Uma vez que tais métodos são os mesmos utilizados para a partida de motores de indução

de grande porte, eles serão estudados no Cap. 9 (V. Seç. 9-14 e seguintes). Os métodos ali discutidos incluem, especificamente, partida estrela-delta, partida por meio de resistência em série com a linha, autocompressadores de partida, etc.

É praticamente impossível partir-se um motor síncrono com o seu campo CC energizado. Mesmo quando desenergizado, o campo magnético do estator, que gira rapidamente, induzirá tensões extremamente elevadas nas muitas espiras do enrolamento de campo. É costume, pois, curto-circuitar o enrolamento CC de campo durante o período da partida; assim, mesmo que nele sejam induzidas tensões e correntes, ele auxiliará os enrolamentos amortecedores a produzir uma ação de motor de indução. Em motores síncronos muito grandes, usam-se chaves para seccionar os diferentes enrolamentos de campo, que curto-circuitam os enrolamentos do campo individual, para evitar a adição das tensões induzidas de pólo a pólo (uma vez que estas tensões induzidas elevadas poderão provocar perfurações no isolamento do campo).

Entre as vantagens dos motores síncronos, em relação aos de indução, está o fato de que o entreferro nas máquinas síncronas é maior (Seç. 8-1). O enrolamento de indução do rotor desenvolve, portanto, durante a partida uma relação razoavelmente grande de sua reatância para sua resistência. Embora isto possa resultar em maiores correntes de partida e menores fatores de potência para o desenvolvimento do mesmo torque, ou mesmo de um torque menor, o fato resulta em melhor velocidade de escorregamento a vazio do motor síncrono. Assim, quando se remove o curto-circuito do campo e se aplica CC ao enrolamento de campo do rotor, numa velocidade que é a síncrona ou próxima dela, o rotor entra facilmente em sincronismo com o campo girante do estator. Ocasionalmente, quando se usa uma lâmpada estroboscópica para medir a velocidade do motor síncrono, os estudantes podem observar, em laboratório, que não há variação instantânea na velocidade por ocasião da aplicação de tensão contínua, indicando este fato que o rotor já terá entrado em sincronismo "por seus meios". Este é o princípio pelo qual o motor de histerese e o motor síncrono de indução (Seç. 8-29) operam; quer dizer, o ferro do rotor se *magnetiza* pelo fluxo do estator, e o rotor entra em sincronismo sem requerer excitação de campo CC, utilizando o torque de *relutância* (Seçs. 1-2 e 8-17).

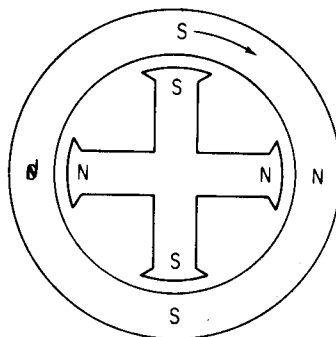



Fig. 8-5 — Magnetização do campo que resulta no "escorregamento de um pólo".

Outro fenômeno ocasionalmente observado em laboratório é que, quando o circuito de campo é energizado, há uma súbita circulação de corrente alternativa, com a conseqüente "queda" indicando um distúrbio súbito na linha. O fato ocorre quando a *fmm* do campo produz pólos no rotor que estão diretamente sob o campo girante da *mesma* polaridade, como mostra a Fig. 8-5. Isto causa uma redução instantânea no fluxo do entreferro, o que reduz a *fem* gerada e causa um *súbito* aumento da corrente da armadura. A conseqüente redução no torque faz com que o motor se atrase de um pólo, ou 180° elétricos, posto que ele funciona agora em sincronismo, e a corrente de linha retorne ao seu valor normal.

Em suma, durante a partida do motor síncrono por seus enrolamentos amortecedores:

(1) o enrolamento de campo CC é curto-circuitado enquanto se aplica CA ao estator, trazendo o motor até sua velocidade a vazio como um motor de indução

(2) aplica-se CC ao enrolamento de campo e ajusta-se esta corrente para que a corrente de linha CC seja mínima.

8-6. PARTIDA DO MOTOR SÍNCRONO SOB CARGA

O motor síncrono parte e funciona à velocidade síncrona ou a uma velocidade próxima dela, através dos enrolamentos amortecedores que propiciam uma partida como a de um motor de indução. Na discussão da Seç. 8-5, imaginou-se que (1) o motor está pouco carregado e (2) para que se desenvolva uma velocidade próxima da síncrona, o enrolamento de gaiola, semelhantemente ao do motor de indução, deveria requerer baixa resistência e elevada reatância. Mas estas últimas características num motor de indução produzem baixo torque de partida para uma mesma corrente de armadura (Seç. 9-10). Estes torques são, geralmente, 30 a 50 por cento do torque a plena carga. Para certos tipos de carga, como ventiladores ou compressores de ar, cujas cargas são função da velocidade, esses torques pequenos podem ser tolerados, e o motor síncrono acelerará e entrará em sincronismo com essas cargas acopladas ao seu eixo, desde a partida. Mas o uso crescente do motor síncrono tornou necessário o desenvolvimento de tipos que apresentassem maiores torques de partida, variando desde o de plena carga até 300 por cento deste valor, capazes, pois, de partirem sob cargas pesadas.

O torque de partida das barras dos rotores de gaiola em máquinas síncronas pode ser melhorado pelo uso de ligas de maior resistividade nas barras. Isto, entretanto, faz com que o rotor não chegue tão perto da velocidade síncrona quanto ele chegava no caso dos rotores de baixa resistência, uma vez que o escorregamento aumenta devido à elevada resistência. Abrindo-se por um instante o campo e curto-circuitando-o antes da aplicação da corrente contínua, aceleraremos o rotor suficientemente para que ele entre em sincronismo.

A melhor técnica, entretanto, será utilizar um rotor bobinado de motor de indução, em lugar do enrolamento em gaiola nas faces polares, o chamado enro-

lamento amortecedor tipo rotor bobinado. Reconhece-se imediatamente um tal rotor, porque ele utiliza cinco anéis coletores: dois para o enrolamento CC do campo e três para o enrolamento bobinado do rotor ligado em estrela. O desempenho na partida do motor com *enrolamento amortecedor bobinado* (ou rotor símplex) é semelhante ao de um motor de indução de rotor bobinado (Seç. 9-10), uma vez que se utiliza uma resistência externa para melhorar o torque de partida. O motor parte com toda a resistência externa por fase, como mostra a Fig. 8-6, e com o enrolamento de campo CC curto-circuitado. Ele se aproxima da velocidade síncrona à medida que se reduz a resistência e, quando se aplica uma tensão CC ao campo, o motor entra em sincronismo. Combinando o torque de partida elevado do motor de indução de rotor bobinado (até três vezes o torque nominal de plena carga) com as características de funcionamento de velocidade constante e correção do fator de potência inerentes ao motor síncrono, o motor síncrono de rotor tipo símplex encontrou muitas aplicações nos casos em que se requer partida sob carga, além de velocidade constante.

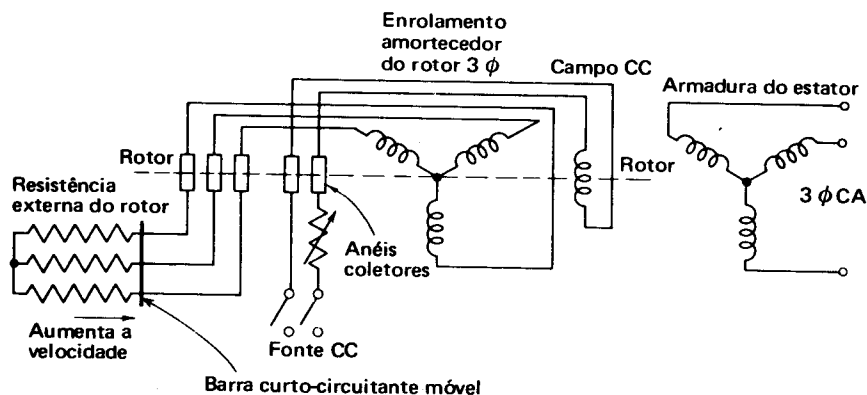



Fig. 8-6 — Diagrama esquemático do motor síncrono de enrolamento amortecedor bobinado (rotor simples — símplex).

8-7. OPERAÇÃO DO MOTOR SÍNCRONO

Conforme se estabeleceu na Seç. 8-1, todos os motores produzem uma tensão gerada quando tem lugar a ação-motor. Durante o período transitório, quando se acelera um motor síncrono, como se ele fosse motor de indução, teremos uma corrente de armadura circulando no enrolamento do estator. Esta corrente estará sendo limitada essencialmente pela tensão induzida e pela corrente circulante nas barras do enrolamento amortecedor do rotor, por ação-transformador (o que será discutido detalhadamente no próximo capítulo). Quando se energiza o campo CC (e o rotor entra em sincronismo), por outro lado, o fluxo do rotor induz nos condutores do estator uma tensão CA, de acordo com a Eq. (2-15). Uma vez que o motor síncrono está em paralelo com o barramento, a corrente que o motor solicita da rede, como resultado da ação-motor, é uma corrente sincronizante, requerendo-se, portanto, uma potência sincronizante para manter o seu rotor

em sincronismo com a freqüência de rotação do fluxo do estator. De fato, como se viu na Seç. 8-4, em alguns dos métodos de partida de motores síncronos sem a utilização dos enrolamentos amortecedores o motor deve ser sincronizado ao barramento mediante o uso de técnicas idênticas às utilizadas para a operação em paralelo de alternadores.

As relações fasoriais para um alternador síncrono CA, entregando corrente e potência sincronizantes a outra máquina síncrona CA, foram discutidas na Seç. 7-11 e mostradas nas Figs. 7-14 e 7-16. Em ambos os diagramas, nota-se que a posição de fase das tensões geradas é menor que 180° devido à potência sincronizante. Estas figuras estão resumidas na Fig. 8-7 com uma pequena mudança, qual

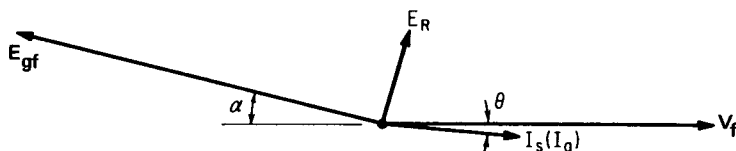



Fig. 8-7 — Relação entre a tensão gerada pelo motor síncrono e a tensão do barramento após a sincronização daquele, a vazio.

seja a de tomar como tensão de referência a tensão terminal do barramento que fornece a corrente sincronizante, e está representada como a tensão terminal por fase V_f, em vez de E_{gf1}. Deve-se notar na figura que a tensão gerada, E_{gf} [Eq. (2-15)], é mostrada como igual à tensão do barramento (o que deve ocorrer no instante de sua sincronização em relação ao barramento), mas deslocada da posição 180° de um ângulo α como resultado da potência sincronizante *recebida*. Apesar da tensão gerada E_{gf} ser igual à tensão do barramento, deve-se notar que a corrente de armadura e sincronizante do motor, I_s ou I_a, é um resultado da tensão resultante, E_r. Imaginando que o suprimento do barramento CA, consistindo de um ou mais alternadores em paralelo, tenha impedância interna desprezável (uma hipótese justificável, na maioria dos casos), a Eq. (7-3), que expressa o valor da corrente sincronizante de armadura, pode ser simplificada para:

$$I_a = \frac{\dot{V}_f - \dot{E}_{gf}}{R_a + jX_{sa}} = \frac{E_r}{Z_f} \tag{8-1}$$

onde I_a é a corrente de armadura por fase drenada pelo motor síncrono, do barramento CA

V_f é a tensão de fase aplicada à armadura do estator do motor síncrono

E_{gf} é a tensão gerada por fase, de acordo com a Eq. (2-15), nos condutores da armadura

E_r é a diferença fasorial entre a tensão aplicada na armadura e a tensão gerada por fase [V. Eq. (8-3)]

Z_f é a impedância do motor síncrono por fase, consistindo de R_a e X_{sa}

R_a é a resistência efetiva da armadura por fase

X_{sa} é a reatância síncrona da armadura por fase.

A semelhança entre a Eq. (8-1) acima e a equação genérica do motor, Eq. (1-9), deve ser levada em conta. Entretanto deve-se dizer que a corrente de armadura solicitada por um motor síncrono CA é limitada por sua impedância e sua (contra) fem gerada, quase que da mesma forma como a corrente de armadura solicitada por um motor CC é limitada por sua resistência e sua fcem.

Há uma diferença importante, entretanto, entre o motor síncrono CA e o motor CC derivação. No caso do motor CC derivação, conforme a carga é aplicada, o torque resistente produz uma diminuição na velocidade; a redução de velocidade tem o efeito de reduzir, por sua vez, a fcem gerada, permitindo, assim, a circulação de uma maior corrente de armadura [Eq. (1-9)]. O aumento de corrente de armadura supre um maior torque motor [Eq. (4-4)] e desenvolve mais potência na armadura [Eq. (4-7)]. A fim de que se produza ação-motor e para que o motor receba corrente do barramento, a fcem gerada nunca pode igualar à tensão do barramento num motor CC.

Num motor síncrono, entretanto, a velocidade é *constante* e a fem gerada por fase, E_{gf}, é uma função $(E_g = K\phi N)$ da excitação do campo apenas.

O motor síncrono é, pois, incapaz de solicitar mais corrente da fonte, como resultado de uma diminuição da fcem E_{gf}. Se o motor está sobreexcitado por uma corrente de campo elevada, a fem gerada por fase pode *exceder* a tensão nos terminais. Desde que o fluxo de campo do motor síncrono é *independente* da velocidade, como procede então o motor síncrono para ajustar a sua corrente de armadura na Eq. (8-1), de modo que se desenvolva um acréscimo de potência quando se aplica carga ao seu eixo?

Estabeleceu-se que, quando o motor fosse sincronizado ao barramento, a sua tensão gerada por fase fosse igual e oposta à tensão por fase do barramento. Neste instante, a chave seria fechada para fazer-se o paralelo. Se o motor síncrono continuar a ser acionado por sua máquina primária, a sua tensão gerada por fase igualará a tensão do barramento, como mostra a Fig. 8-8a; e ele passará a flutuar em relação à linha (Seç. 7-2). Imaginemos que a máquina primária é subitamente desacoplada do motor síncrono, que é precisamente a situação que ocorre quando um motor síncrono descarregado entra em sincronismo devido à excitação de seu campo CC. Desde que ele não mais está sendo acionado, atrasa-se de fase, de um ângulo α, passando então a compor com V_f uma resultante E_r, de acordo com a Eq. (8-1) e como mostra a Fig. 8-8b. Mas o ângulo α pode ser insuficiente para manter a rotação do motor síncrono, uma vez que se desenvolve uma potência sincronizante muito pequena quando for muito baixo o valor da corrente de armadura. É necessário, então, que o pólo do campo girante do rotor se atrase de mais alguns graus elétricos (com relação ao campo girante produzido na armadura do estator) para manter a rotação.

Conforme o pólo do rotor se atrasa de fase: (1) a diferença de tensão resultante E_r aumenta; (2) a corrente da armadura, I_a, também aumenta [desde que Z_f na Eq. (8-1) pode ser suposta constante]. A Fig. 8-7 mostra esta situação, na qual uma potência sincronizante positiva de valor $V_f I_a \cos \theta$, por fase, é entregue ao motor síncrono. Desde que o motor não mais é acionado pela máquina primária, esta potência sincronizante positiva (como no caso de alternadores em paralelo) *não* adianta o motor síncrono, de modo que a sua fem gerada seja des-

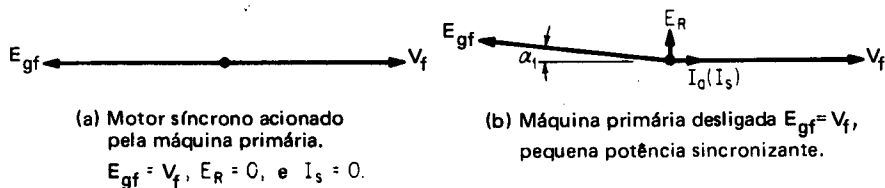



Fig. 8-8 — Passos no desenvolvimento do torque devido à potência sincronizante drenada do barramento por um motor síncrono (a vazio).

locada de 180° em relação ao barramento. Em vez disso, a potência positiva produzida é suficiente para vencer o contratorque do motor síncrono correspondente ao atrito, à ventilação e a outras perdas rotacionais do *motor*. O rotor gira, assim, a uma velocidade síncrona constante com uma posição de fase em atraso fixa, α, entre o centro de um pólo N do rotor e o centro de um pólo oposto S no campo girante do estator.

Deve-se notar que o ângulo de atraso a vazio, α, entre o campo girante e os pólos do rotor representa apenas alguns graus elétricos. O número de graus *mecânicos*, β, é o mesmo ou menor ainda que α, e a relação entre eles é

$$\beta = \frac{2\alpha}{P} \tag{8-2}$$

onde P é o número de pólos, e α é o número de graus elétricos.

Observou-se que, em motores síncronos multipolares, a diferença entre a posição sincronizante mostrada na Fig. 8-8a e a posição da Fig. 8-7 ou da Fig. 8-8b é dificilmente distinguível através de um osciloscópio (note-se o deslocamento no Exemplo 8-1). Deve-se também notar que, quando E_{gf} é igual a V_f, a tensão e a corrente são afetadas como se segue:

1. A tensão resultante E_r, (independente de quão pequeno possa ser α) adianta-se de V_f em menos de 90°, uma vez que é a diferença fasorial de dois fasores iguais, como mostram as Figs. 8-7 a 8-9.
2. A corrente de armadura, I_a, a vazio, pode estar em fase com V_f, ou levemente em avanço (V. Exemplo 8-1) ou levemente em atraso (como mostra a Fig. 8-7), dependendo da excitação do campo.

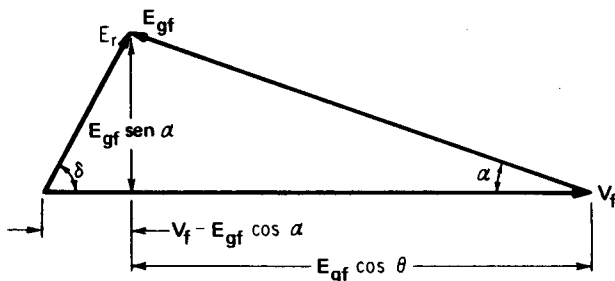



Fig. 8-9 — Determinação da tensão de armadura resultante por fase.

O cálculo de E_r para quaisquer valores do ângulo α, da tensão de excitação e da tensão aplicada por fase, para uma dada máquina síncrona CA, pode ser determinado a partir da Fig. 8-9 e da seguinte equação:

$$E_r = (V_f - E_{gf} \cos \alpha) + j\,(E_{gf} \operatorname{sen} \alpha) \qquad (8\text{-}3)$$

onde α é o ângulo de torque, e todos os outros termos foram definidos na Eq. (8-1).

EXEMPLO 8-1: Um motor síncrono de 20 pólos, 40 HP, 660 V, 60 Hz, trifásico, ligado em estrela está funcionando a vazio com a sua tensão gerada por fase exatamente igual a tensão de fase aplicada à sua armadura. A vazio, o rotor atrasa-se de 0,5 grau mecânico em relação à sua posição síncrona. A reatância síncrona é 10 ohms e sua resistência efetiva de armadura é 1 ohm por fase. Calcule:

a. O giro do rotor em relação à posição síncrona, em graus elétricos
b. A fem de armadura resultante, por fase
c. A corrente de armadura, por fase
d. A potência por fase, e a potência total drenada do barramento pelo motor
e. A perda de potência na armadura e a potência desenvolvida.

Solução:

a. $\alpha = P\left(\dfrac{\beta}{2}\right) = 20\left(\dfrac{0{,}5}{2}\right) = 5°$ [da Eq. (8-2)]

b. $V_f = \dfrac{V_L}{\sqrt{3}} = \dfrac{660}{1{,}73} = 381$ V; $E_{gf} = 381$ V também, conforme dado.

$$\begin{aligned} E_r &= (V_f - E_{gf} \cos \alpha) + j(E_{gf} \operatorname{sen} \alpha) \\ &= (381 - 381 \cos 5°) + j(381 \operatorname{sen} 5°) \\ &= 1{,}54 + j\,33{,}2 = 33{,}2 \angle 87{,}3° \text{ V/fase} \end{aligned}$$

c. $Z_s = R_a + jX_s = 1{,}0 + j\,10 = 10 \angle 84{,}3°$ **Ω/fase**

$$I_a = \frac{E_r}{Z_f} = \frac{33{,}2 \angle 87{,}3°}{10 \angle 84{,}3°} = \mathbf{3{,}32 \angle 3{,}0 \text{ A/fase}}$$

d. $P_f = V_f I_a \cos \theta = 381 \times 3{,}32 \cos 3° = 381 \times 3{,}32 \times 0{,}999 =$ **1.265 W/fase**

$P_t = 3P_f = 3 \times 1.265 \text{ W} =$ **3.795 W**

e. $3 \times I_a^2 R_a = 3 \times (3{,}32)^2 \times 1{,}0 =$ **33 W**

$$\text{Potência desenvolvida} = \frac{3.795 - 33 \text{ W}}{746 \text{ W/HP}} = 5{,}3 \text{ HP}$$

Do Exemplo 8-1, a tensão de excitação gerada, E_{gf}, é *igual* à tensão no barramento por fase, e a corrente de armadura está praticamente *em fase* com a tensão aplicada à armadura, por fase, V_f. Estas duas condições constituem, para um motor síncrono, um estado conhecido como excitação *normal*. Este estado será usado como *referência* para fins de (1) aplicação de carga ao eixo do motor, e (2) variação da excitação para qualquer carga dada (V. Fig. 8-11).

8-8. EFEITO DO AUMENTO DE CARGA PARA UM MOTOR SÍNCRONO COM EXCITAÇÃO NORMAL ($E_{gf} = V_f$)

Supondo que a excitação de campo de um motor síncrono não varie ($E_{gf} = V_f$), qual o efeito na corrente de armadura e no fator de potência da aplicação de uma carga (ou torque resistente) ao eixo do motor? A velocidade de um motor síncrono CA não pode diminuir como resultado de um acréscimo da carga; mas o ângulo de torque, α, da Eq. (8-2) pode aumentar, e aumenta, como mostra a Fig. 8-10, partes *a* e *b*. Deve-se notar que o ângulo mostrado na figura é β, o deslocamento mecânico do rotor em relação ao estator. Assim, a vazio, há um pequeno ângulo de deslocamento entre o centro de um condutor do estator (onde o campo girante é máximo) e o centro do núcleo do pólo. A plena carga, o deslocamento *mecânico* nunca é maior que 4 ou 5° em motores síncronos multipolares polifásicos. Os efeitos sobre o fator de potência, a corrente de armadura, e a potência solicitada da fonte são mostrados no Exemplo 8-2.

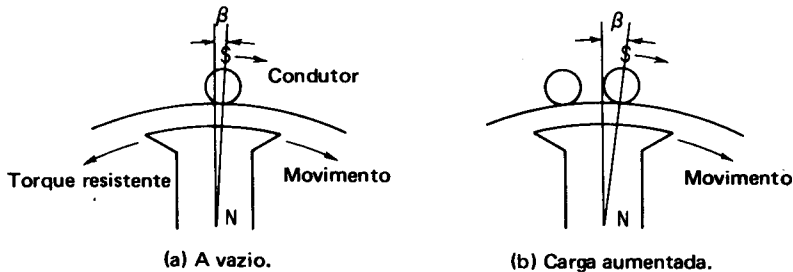



Fig. 8-10 — Efeito da carga na posição do rotor.

EXEMPLO 8-2: Repita o Exemplo 8-1 com um deslocamento mecânico de 5° entre o rotor e a posição síncrona.

Solução:

a. $\alpha = \dfrac{P\beta}{2} = \dfrac{20 \times 5}{2} = \mathbf{50°}$ (graus elétricos)

b. $E_r = (V_f - E_{gf} \cos \alpha) + j(E_{gf} \text{ sen } \alpha)$
$= 381 - 381 \cos 50° + j381 \text{ sen } 50°$
$= 141 + j292 = \mathbf{334 \angle 64{,}2°}$ **V/fase**

c. $I_a = \dfrac{E_r}{Z_f} = \dfrac{324 \angle 64{,}2° \text{ V}}{10 \angle 84{,}3°} = \mathbf{32{,}4 \angle -20{,}1° \text{ A}}$

d. $P_f = V_f I_a \cos \theta = 381 \times 32{,}4 \cos 20{,}1° = \mathbf{11.600 \text{ W}}$
$P_t = 3\,P_f = 3 \times 11.600 = \mathbf{34.800 \text{ W}}$

e. $3\, I_a^2 R_a = 3 \times (32{,}4)^2\, 1{,}0 = \mathbf{3.150 \text{ W}}$

Potência desenvolvida $= \dfrac{34.800 - 3.150 \text{ W}}{746 \text{ W/HP}} = \mathbf{42{,}5 \text{ HP}}$

O Exemplo 8-2 mostra quantitativamente o aumento de *ambos os valores*, tensão resultante, E_r, e corrente de armadura, I_a, bem como o aumento da potência produzida como resultado do aumento da carga. Note-se que o aumento da corrente de armadura também produziu *aumento* das *perdas* no cobre da armadura.

(a) A vazio, excitação normal θ = 0 .

(b) Carga aumentada, excitação normal E_r aumenta; I_a aumenta e atrasa-se levemente de delta.

(c) Sobrecarga, excitação normal E_r, I_a e B aumentam.

(d) Diagrama composto para o efeito da carga à excitação normal, $E_{gf}=V_f$.

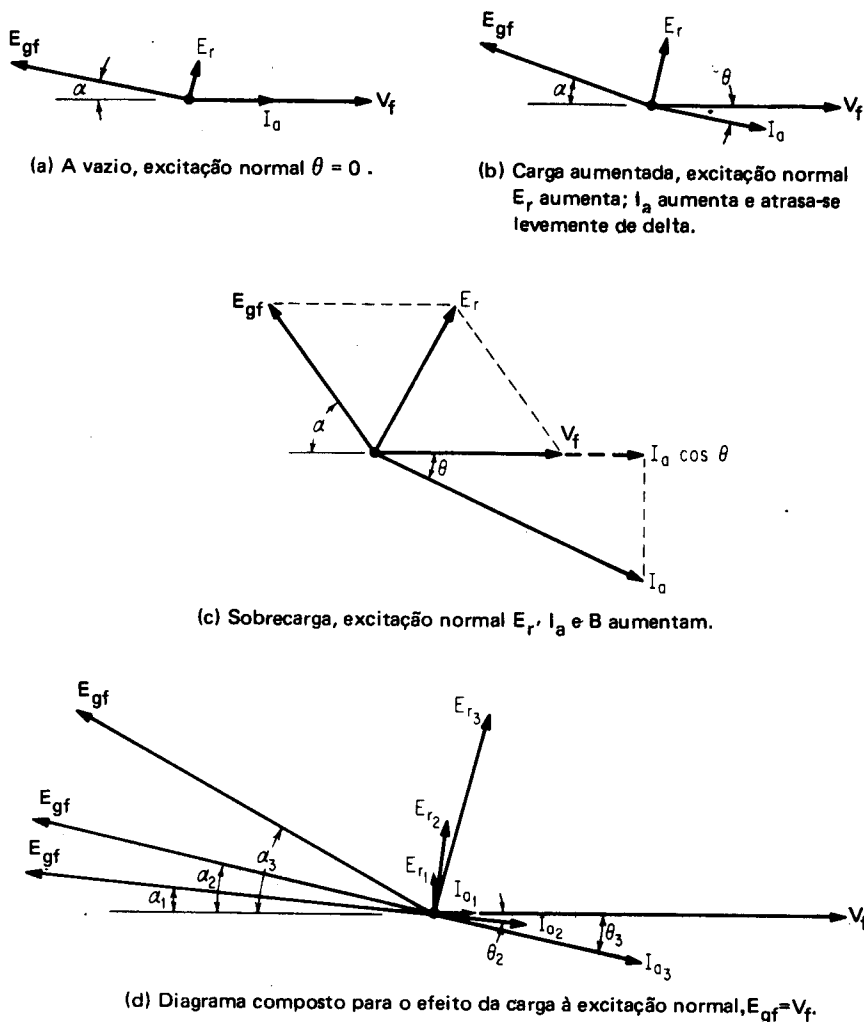



Fig. 8-11 — Efeitos do aumento de carga na excitação normal ($E_{gf} = V_f$).

A representação fasorial do efeito do aumento da carga sob excitação normal é vista na Fig. 8-11d. Note-se que, conforme a carga e α aumentam, a tensão resultante E_r, diferença entre a tensão gerada e a tensão aplicada à armadura, $(V_f - E_{gf})$, tende a aumentar rapidamente, e o ângulo da fase, θ, aumenta lentamente. Mesmo na condição de sobrecarga, vista na Fig. 8-11c, o ângulo de fase θ não representa

um grande atraso. Isso é claramente mostrado no diagrama composto na Fig. 8-11d. A corrente de armadura aumenta com a aplicação da carga, *numa proporção maior* que o ângulo de fase, ajustando-se, pois, automaticamente os aumentos de carga *essencialmente aos aumentos de corrente.* Na Fig. 8-11c, a diferença entre I_a e $I_a \cos\theta$ (em condições de sobrecarga) não é excessivamente grande.

8-9. EFEITO DO AUMENTO DE CARGA EM CONDIÇÕES DE SUBEXCITAÇÃO ($E_{gf} < V_f$)

Não se pode generalizar com relação ao efeito do carregamento de motores síncronos, a menos que se proceda ao estudo sob condições de subexcitação, excitação normal e sobreexcitação. A Fig. 8-12 mostra um diagrama composto para um motor síncrono em três condições de carga, quando ele está deliberadamente *subexcitado,* $E_{gf} < V_f$. Com uma carga pequena e um ângulo de torque α_1, a corrente de armadura I_{a1} está atrasada aproximadamente de 90° em relação à tensão aplicada por fase. Diferentemente da excitação normal, requer-se uma

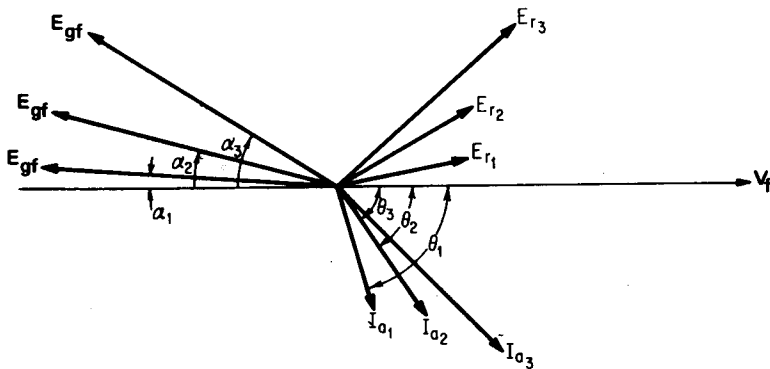



Fig. 8-12 — Efeitos do aumento de carga em condições de subexcitação $E_{gf} < V_f$.

corrente de armadura razoável para que se desenvolva a mesma potência $V_f I_{a1}$, vista na Fig. 8-11d, devido ao baixo valor do fator de potência. Conforme aumenta a carga, entretanto, melhora o fator de potência. Devido ao aumento da tensão resultante, cresce a corrente circulante; e, desde que cresce o fator de potência, a potência total gerada pela armadura aumenta para equilibrar a carga. Para cargas pesadas, o efeito da subexcitação produz um fator de potência pior que o correspondente à excitação normal, e requer-se uma *corrente de armadura muito maior* para desenvolver a mesma potência com a mesma carga, em comparação à excitação normal.

8-10. EFEITO DO AUMENTO DE CARGA EM CONDIÇÕES DE SOBREEXCITAÇÃO ($E_{gf} > V_f$)

Ao contrário do motor-derivação, é possível ao motor síncrono gerar uma tensão maior que a do barramento e ainda assim solicitar do mesmo corrente e potência. Isto acontece porque a fem gerada e a tensão do barramento não estão defasadas de 180°, e E_r, a tensão resultante, ainda representa a diferença fasorial das duas tensões. Quando a carga é pequena, como mostra a Fig. 8-13, a tensão resultante E_r, está quase em fase com E_{gf}, uma vez que esta é maior que a tensão do barramento por fase. A corrente de armadura em quadratura que circula, I_{a1}, adianta-se de quase 90° em relação à tensão aplicada. Semelhantemente ao motor síncrono subexcitado, conforme se aplica a carga, melhora o fator de potência (aproximando-se do unitário). O ângulo de fase *diminui numa proporção mais rápida* que a do aumento da corrente, produzindo, portanto, o necessário aumento de potência para equilibrar o aumento da carga aplicada, que está ocasionando o aumento no ângulo de torque α.

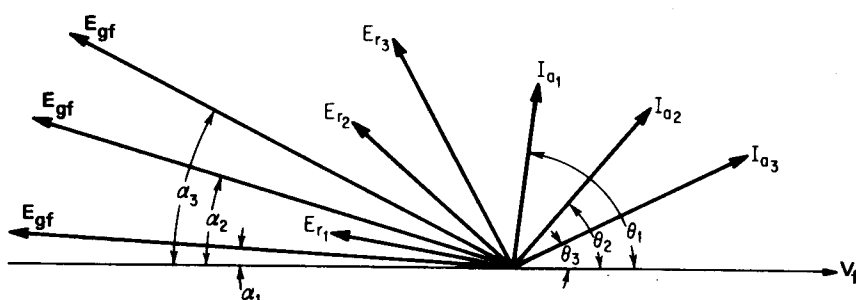



Fig. 8-13 — Efeitos do aumento de carga nas condições de sobreexcitação ($E_{gf} > V_f$).

8-11. SUMÁRIO DOS EFEITOS DO AUMENTO DE CARGA (DESPREZANDO OS EFEITOS DA REAÇÃO DA ARMADURA) SOB EXCITAÇÃO CONSTANTE

Genericamente, pode-se chegar às seguintes condições quanto aos efeitos do aumento de carga, sob condições de excitação constante (desprezando os efeitos da reação da armadura, Seç. 8-12 a seguir):

1. Conforme a *carga mecânica cresce*, a *corrente de armadura* I_a *aumenta, independentemente da excitação.*
2. Se o motor síncrono está sobre ou subexcitado, seu fator de potência tende a aproximar-se da unidade *com o aumento da carga.*
3. Quando o motor está sobre ou subexcitado, a variação no fator de potência é *maior* que a variação na corrente com a aplicação da carga.
4. Quando o motor está normalmente excitado, a variação na corrente é maior que a variação no fator de potência *quando aumenta a carga*, e o fator de potência tende a colocar a corrente mais em atraso.

8-12. EFEITO DA REAÇÃO DA ARMADURA

Mostrou-se, na Seç. 7-10 e na Fig. 7-14, que um fator adicional para a estabilidade dos alternadores síncronos funcionando em paralelo era que um alternador síncrono sobreexcitado tenderia a drenar uma corrente mais atrasada, a qual, por sua ação desmagnetizante, reduziria a fem gerada pelo alternador. Vimos da discussão acima, entretanto, que um motor síncrono sobreexcitado tende a drenar uma corrente em avanço que produz uma ação desmagnetizante crescente.

Quer atuando como motor, quer como alternador, a máquina síncrona está em paralelo e sincronizada em relação ao barramento; e, portanto, pode-se dizer:

1. Um alternador síncrono *sobreexcitado* fornecerá uma corrente em atraso ao barramento, produzindo um efeito *desmagnetizante* como resultado da reação da armadura.
2. Similarmente, um motor síncrono *sobreexcitado* solicitará do barramento uma *corrente em avanço*, produzindo um efeito *desmagnetizante* como resultado da reação da armadura (Fig. 7-15).
3. Inversamente, um alternador síncrono *subexcitado* fornecerá ao barramento uma corrente em avanço e *magnetizante.*
4. Semelhantemente, um motor síncrono *subexcitado* solicitará do barramento uma corrente *em atraso* e *magnetizante.*

Assim, uma máquina síncrona CA, quer operando como gerador, quer como motor, terá uma reação da armadura de efeito *desmagnetizante* quando *sobreexcitada* e de efeito *magnetizante* quando *subexcitada.* Este efeito obviamente tende à excitação normal e à extrema estabilidade do motor (V. Fig. 8-17), tal como no alternador síncrono CA. Vimos (Cap. 5) que a reação da armadura é um efeito produzido pela corrente da armadura e diretamente proporcional a ela. O efeito estabilizante é uma razão adicional para *não* se compensar a reação da armadura em máquinas síncronas CA, contrariamente ao que se fazia em máquina CC (V. Fig. 8-17 e Seç. 8-13).

Assim, o efeito da reação da armadura em motores síncronos (cuja excitação seja mantida constante) com o aumento da carga é condensado a seguir para as várias condições de excitação.

8-12.1 EXCITAÇÃO NORMAL (Fig. 8-11 d)

Como resultado da ação *levemente magnetizante,* produzida por cargas levemente *em atraso,* um crescimento da carga tenderá a aumentar E_{gf}, a tensão gerada por fase. O efeito disso é manter a corrente da armadura em fase com a tensão do barramento desde a vazio, a uma excitação normal.

8-12.2 SUBEXCITAÇÃO (Figs. 8-12 e 8-14)

A subexcitação produz um efeito *magnetizante* da reação da armadura. O efeito do aumento de carga e do conseqüente aumento da magnetização é o de melhorar o fator de potência com o aumento de carga. Como mostra a Fig. 8-14, a componente da corrente da armadura que produz potência mecânica útil é sempre $I_a \cos \theta$. Para uma carga pequena α_1, apenas uma pequena parcela da corrente

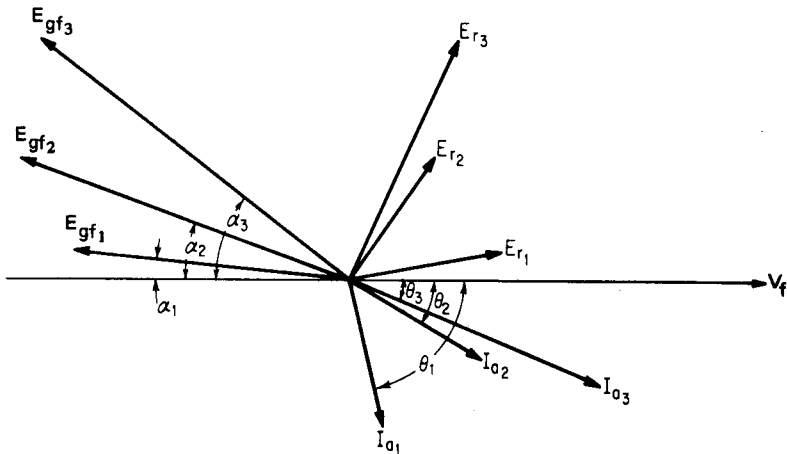



Fig. 8-14 — Efeitos do aumento de carga e da reação da armadura nas condições de subexcitação.

total drenada do barramento, E_{a1}, estará sendo efetivamente utilizada para acionar a carga mecânica. Para uma carga maior, α_3, uma porção maior de I_{a3} estará em fase com V_f, desenvolvendo a potência necessária por fase $V_f I_{a3} \cos \theta_3$ para acionar a carga mecânica aplicada ao seu eixo.

8-12.3 SOBREEXCITAÇÃO (Figs. 8-13 e 8-15)

A sobreexcitação produz um efeito *desmagnetizante* devido ao aumento da reação da armadura com o aumento da carga. O efeito líquido de uma tal desmagnetização é também o de *melhorar* o fator de potência com o aumento da carga. Como mostra a Fig. 8-15, apenas uma pequena componente da corrente total I_{a1} está produzindo potência mecânica útil ao acionar a carga a um ângulo de torque α_1; por outro lado, para uma carga pesada, praticamente toda a corrente produzida por I_{a3} estará produzindo potência mecânica útil.

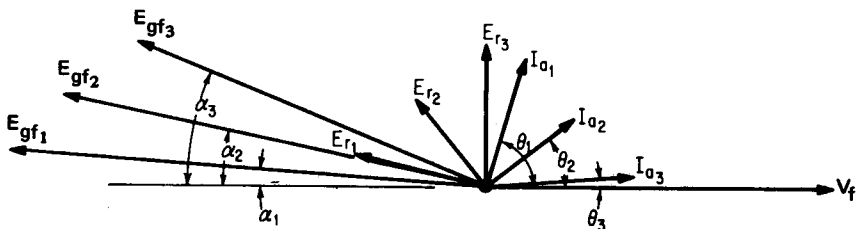



Fig. 8-15 — Efeitos do aumento de carga e da reação da armadura condições de sobreexcitação.

> Pode-se concluir, pois, que a *reação da armadura* produz uma tendência de trazer a corrente de armadura *para um fator de potência unitário* (corrente em fase com a tensão do barramento) à *medida que se aplica a carga,* independentemente do estado de excitação da máquina.

8-13. AJUSTE DO FATOR DE POTÊNCIA DO MOTOR SÍNCRONO SOB CARGA CONSTANTE

Imagine-se que um motor síncrono está operando com sua excitação normal (fator de potência unitário) com uma *dada* carga mecânica. Vê-se uma tal situação na Fig. 8-16a, na qual a excitação do campo CC foi ajustada para que circule a corrente mínima (ou seja, a de fator de potência unitário) para uma dada carga aplicada ao eixo do motor. A diferença fasorial entre a tensão aplicada por fase V_f e a fem gerada por fase E_{gf1} é a tensão resultante E_r, que produz a corrente de armadura I_a, em fase, de acordo com a Eq. (8-1), $I_a = E_r/Z_f$. Imaginar-se-á a impedância por fase Z_f como constante e defasada de 90° em atraso em relação a E_r, em toda esta discussão. A corrente da armadura, I_a, depende apenas do valor e do ângulo de fase de E_r para que se desenvolva a potência mecânica $V_f I_a$ necessária para acionar a carga acoplada ao eixo do motor. Qual é o efeito de *diminuir-se* ou *aumentar-se* a excitação, para uma *dada* carga?

8-13.1 EFEITO DA DIMINUIÇÃO DA EXCITAÇÃO OU SUBEXCITAÇÃO

A Fig. 8-16b mostra o efeito de *diminuir-se* a excitação de E_{gf1}, para E'_{gf1}, para um mesmo ângulo de carga α_1. A tensão resultante E_{r1} faz com que circule uma corrente em atraso I_{a1}. Embora I_{a1}, na Fig. 8-16b, seja maior que I_a na Fig. 8-16a, é ainda insuficiente para produzir a potência mecânica necessária, $V_f I_a$, requerida pela carga acoplada ao seu eixo. Note-se que, na Fig. 8-16b, $I_{a1} \cos\theta$ é igual a I_1 que é *menor* que I_a. É, pois, necessário que o rotor se atrase de α_1 para α_2, de modo que aquela potência seja desenvolvida. (Efetivamente, desde que o efeito da reação da armadura, para cargas em atraso, tende a aumentar a tensão gerada, o ângulo α_2 deveria ser menor que o mostrado, devido ao acréscimo de E'_{gf2} sobre E_{gf1}.)

Para um ângulo α_2, a tensão gerada E'_{gf2} produz uma tensão resultante, E_{r2}, maior, que produz, por sua vez, a corrente I_{a2}. A componente em-fase de I_{a2} é a suficiente para produzir a potência mecânica necessária $V_f I_a$, ou seja, aquela requerida pela carga acoplada ao seu eixo, como mostra a Fig. 8-16b.[3]

8-13.2 EFEITO DO AUMENTO DA EXCITAÇÃO OU SOBREEXCITAÇÃO

A Fig. 8-16c mostra o efeito do aumento da excitação, desde E_{gf1} na Fig. 8-16a até E''_{gf1}, utilizando o mesmo ângulo de carga α. A tensão resultante E_{r1} ocasiona a circulação de uma corrente I_{a1} em avanço. I_{a1}, na Fig. 8-16c, é *maior* que requerida para produzir a corrente em-fase necessária, I_a. O ângulo de carga

---

[3]A construção da Fig. 8-16 não leva em conta (1) o efeito da reação da armadura na variação da tensão gerada, ou (2) o efeito do aumento das perdas no cobre da armadura, produzidas por sua maior corrente, o que requer um acréscimo da potência de entrada do barramento para o motor, para suprir estas perdas adicionais, representando uma componente adicional, em-fase. No caso de fatores de potência em atraso, a componente magnetizante adicional, produzida pela reação da armadura, seria contrabalançada pelo acréscimo das perdas, e o ângulo de torque ainda aumentaria. No caso de um fator de potência em avanço, a variação do ângulo de torque seria pequena, porque se requeria uma corrente tal como I_{a1}, para manter as perdas adicionais (Fig. 8-16c).

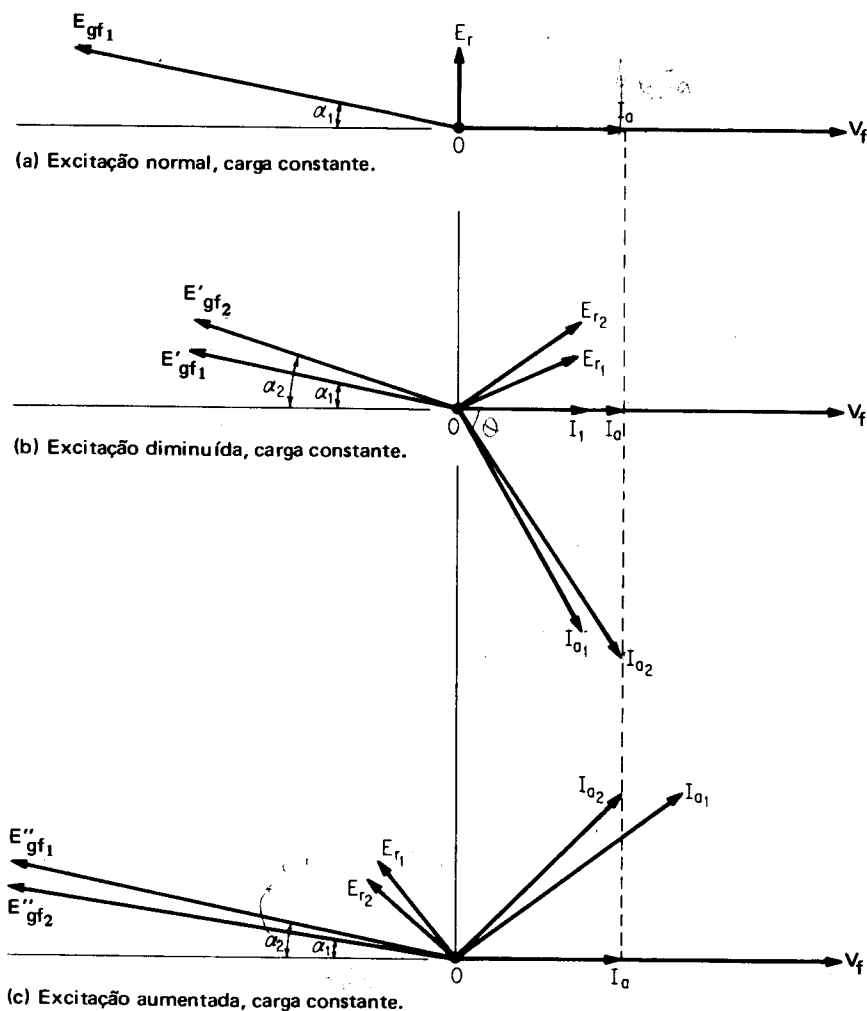



Fig. 8-16 — Efeito da variação do fator de potência (excitação) sob carga constante.

decresce, por esta razão, de α_1, para α_2, como mostra a Fig. 8-16c. Este decréscimo no ângulo de carga ocasiona a diminuição proporcional de E_{r2} e I_{a2}, até um valor necessário para ir de encontro à potência mecânica necessária por fase $V_f I_a$.

RESUMO

A potência total fornecida ao motor pelo barramento é três vezes a potência por fase, ou $3V_f I_{a2} \cos\theta$. Como se vê na Fig. 8-16, esta potência é relativamente constante, ignorando-se os efeitos da reação da armadura e as perdas devidas às alterações na corrente da armadura. A única variação apreciável, produzida por uma variação na excitação acima da normal, foi (1) uma variação na *corrente da*

armadura, e (2) uma *variação* correspondente no *fator de potência* do motor. A Fig. 8-16 também indica que, para qualquer carga, a *excitação normal* (isto é, a condição de fator de potência unitário, para a qual E_{gf} praticamente iguala V_f e onde a corrente de armadura I_a está em fase com a tensão do barramento por fase) pode ser obtida simplesmente ajustando o reostato do campo CC, de modo a trazer-se a corrente de linha ao seu valor *mínimo.* Além disso, desprezando-se o pequeno acréscimo devido às perdas de potência no cobre da armadura, para correntes de armadura em avanço, a componente em quadratura da corrente que se adianta de 90° em relação à tensão aplicada pode ser utilizada para a *correção do fator de potência do sistema* e para melhorar o sistema que, a partir do alternador, supre as outras cargas (em atraso). Por esta razão, o motor síncrono é um motor *extremamente versátil,* principalmente devido à sua capacidade em manter uma excitação constante, independentemente do fator de potência, quando operado a partir de um barramento a potencial constante. Esta última afirmativa requer alguma explicação, que auxiliará também a compreender as características, acima expostas, do fator de potência.

O motor síncrono (como qualquer máquina duplamente excitada) tem duas fontes de excitação: (1) a excitação CA do estator a partir do barramento que alimenta a sua armadura; e (2) o campo CC que excita seus enrolamentos dos pólos do rotor. Contanto que ambas as tensões de linha CA e CC, que excitam um dado motor síncrono (funcionando a uma dada carga) sejam constantes, seus requisitos de excitação serão constantes (pela lei de conservação da energia). Imaginemos agora, entretanto, que se reduza a excitação do campo CC, tendendo a desmagnetizar-se o fluxo do entreferro. O motor drena do barramento uma componente em atraso da corrente da armadura, para magnetizar o entreferro e restabelecer o fluxo mútuo. A vazio ou para pequenas cargas, se se abre repentinamente o circuito de campo, o motor síncrono continuará a funcionar em sincronismo, porque agora a sua corrente de armadura se atrasa, em relação à tensão no barramento, de quase 90°, produzindo um grande efeito de magnetização devido à reação da armadura, como mostra a Fig. 8-17a. Imaginando que o motor estivesse operando com fator de potência unitário na Fig. 8-17a, ele drenaria uma corrente I_{a1}. Quando seu campo é aberto repentinamente, entretanto, a corrente da armadura cresce rapidamente, produzindo um fluxo de reação da armadura muito grande, ϕ_{a-r}, em fase com a corrente da armadura. Isto produz uma tensão de reação da armadura em quadratura, E_{a-r}, cuja componente magnetizante E_m está em fase com E_{gf}, e uma pequena tensão E_c de magnetização transversal, como mostra a Fig. 8-17a.

Para o fator de potência unitário, com a corrente de fase da armadura em fase com a tensão do barramento por fase, a excitação CC é normal e o motor síncrono não requer excitação adicional do barramento, quer CA quer CC. A tensão E_c, resultante da reação da armadura, é uma tensão magnetizante transversal, que não possui componente que possa afetar a tensão gerada, E_{gf}.

Se o motor síncrono for agora sobreexcitado, aumentando-se a corrente CC do campo ou a tensão, ele drenará uma corrente em avanço, desmagnetizante, que tende a produzir um fluxo de reação da armadura ϕ_{a-r}, quase completamente defasado em relação ao fluxo ϕ_f do entreferro. O fluxo de reação da armadura

(a) Efeito magnetizante da reação da armadura, para cargas em atraso.

(b) Reação da armadura de magnetização transversal a um fator de potência unitário.

(c) Efeito desmagnetizante da reação da armadura para cargas em avanço.

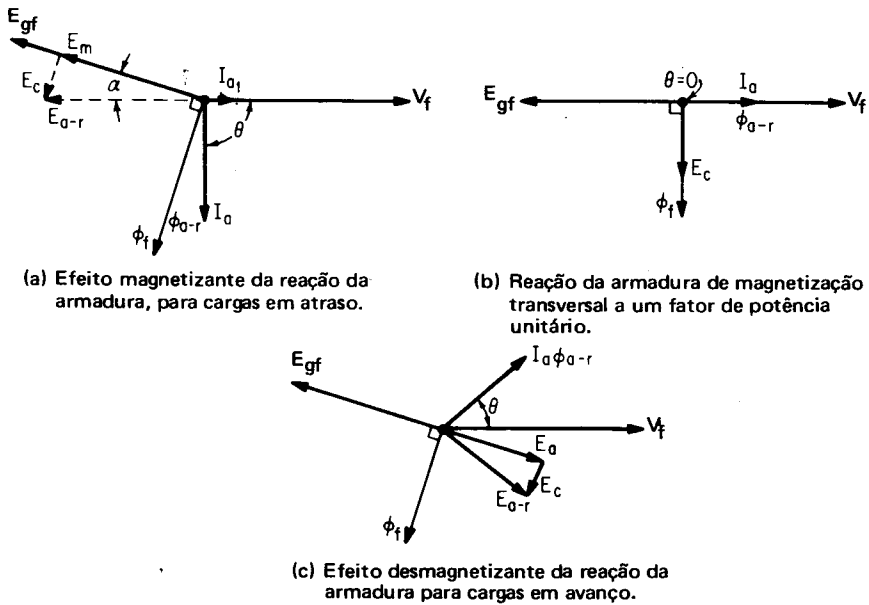



Fig. 8-17 — Tendência do motor síncrono de manter a excitação constante, independentemente do fator de potência, devido ao efeito da reação da armadura.

ϕ_{a-r} produz, nos condutores da armadura, uma tensão de reação da armadura E_{a-r} que tem uma grande componente de tensão desmagnetizante E_d, como mostra a Fig. 8-17c.

Em suma, dada uma fonte de tensão constante, a capacidade do motor síncrono de manter constantes tanto seu fluxo mútuo no entreferro (ϕ_f na Fig. 8-17), como sua fem induzida, dentro de uma larga faixa de carga e de fatores de potência, permite-nos colocá-lo na mesma classe do transformador (Cap. 13) e do motor de indução (Cap. 9) que possuem características semelhantes neste respeito.

8-14. CURVAS V DE UM MOTOR SÍNCRONO

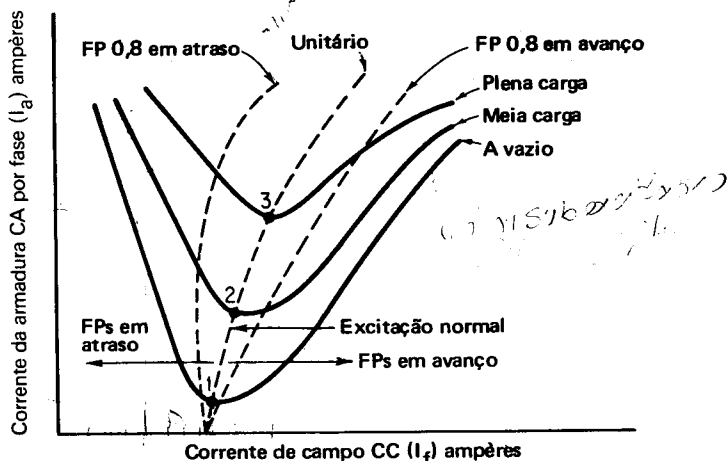
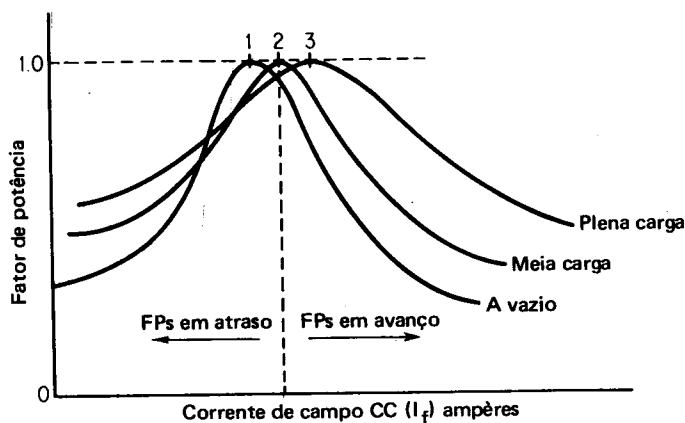
As relações fasoriais precedentes podem ser resumidas, *graficamente* (como mostra a Fig. 8-18) e determinadas experimentalmente no laboratório, utilizando o esquema visto na Fig. 8-19. Foi estabelecido acima que, quando é reduzida a corrente de campo de um motor síncrono, uma corrente de armadura I_{a1}, em atraso, é produzida, a qual excede a corrente mínima a um fator de potência unitário ou à excitação normal. Semelhantemente, quando o motor é sobreexcitado, a corrente de armadura também cresce (Fig. 8-16) e excede a corrente requerida à excitação normal para desenvolver o torque necessário, para qualquer carga dada. Aplicando-se uma dada carga constante ao eixo de um motor síncrono, e variando-se a corrente de campo desde a subexcitação até a sobreexcitação, e lendo-se a corrente de armadura ponto por ponto, obteremos as curvas da Fig. 8-18a. A

(a) Relação entre a corrente de armadura e a corrente de campo para várias cargas.

(b) Relação entre fator de potência e corrente de campo para várias cargas.

Fig. 8-18 — Família de curvas V para um motor síncrono.

corrente de armadura CA é posta em um gráfico cartesiano em função da corrente de campo CC, para os pontos a vazio, a meia carga e a plena carga, respectivamente.

As ligações do wattímetro, conforme a Fig. 8-19, também permitem a determinação do fator de potência para cada valor da corrente de armadura e de campo, para qualquer dada condição de carga.[4] Assim, como mostra a Fig. 8-18b, o fator

[4]O método empregado na Fig. 8-19 é o método dos dois wattímetros. Como o motor síncrono é uma carga trifásica equilibrada, para a leitura do fator de potência da carga poder-se-iam igualmente usar os métodos de um wattímetro, dos três wattímetros, do analisador industrial ou do wattímetro polifásico. Para uma descrição destes métodos, veja-se JACKSON, H. W., *Introduction to Electric Circuits*, 3. ed., Englewood Cliffs, N. J., Prentice-Hall Inc., Seçs. 23-8, 9, 1970.

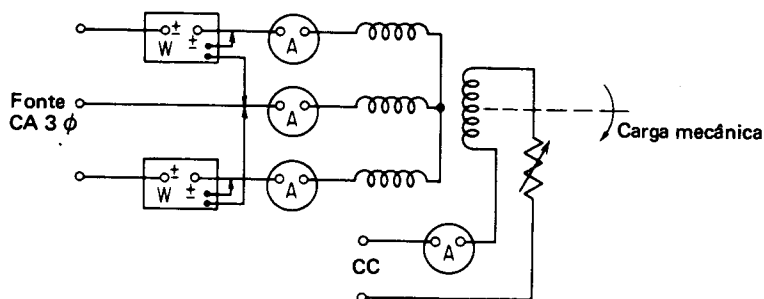



Fig. 8-19 — Ligações em laboratório para obtenção das curvas V.

de potência (determinado a partir da leitura do wattímetro) é levado a um gráfico. em função das diferentes cargas dadas. Note-se que ambas as curvas mostram um pequeno aumento da corrente de campo, necessária para produzir a excitação normal, conforme aumenta a carga (pontos 1, 2 e 3, respectivamente). Note-se também que a vazio, a corrente de armadura para o fator de potência unitário (excitação normal) não é nulo (Fig. 8-11a), mas tem um pequeno valor de corrente de armadura CA por fase, que é o necessário para produzir um torque que equilibre as perdas rotacionais. Conforme se aumenta a carga (desprezada a reação da armadura), não apenas cresce a corrente de armadura (Fig. 8-11d), mas também é necessário que se aumente a excitação para levar a corrente de armadura novamente a uma posição de defasamento nulo em relação à tensão do barramento, por fase, V_f.

Cada uma das curvas da família terá, pois, um *deslocamento* para a *direita* conforme *aumenta a carga*, como mostram as Figs. 8-18a e b, de modo que seja fornecida a excitação necessária para obter-se o mesmo ângulo de fase (correspondente aos fatores de potência 0,8 em atraso, unitário ou 0,8 em avanço) para uma carga maior. Assim, as curvas V representam os diagramas fasoriais, e vice-versa, para as diferentes condições de carga e de fator de potência.

As curvas V também verificam o ponto básico visto na Fig. 8-16, onde se demonstrou que, se se varia a excitação para qualquer valor dado de carga mecânica aplicada, o ângulo de torque α_1 deve variar de modo que a potência desenvolvida por fase, $V_f I_a \cos\theta$, possa permanecer a mesma. Assim, no ponto 2 da Fig. 8-18a, se se aumenta a excitação, a carga aumenta e se desenvolve uma potência maior; a Fig. 8-16c também permite verificar isso. Semelhantemente, se a excitação diminui a partir do ponto 2 da Fig. 8-18a, a carga diminui e desenvolve-se menor potência; a Fig. 8-16a também permite verificar isso. Os exemplos seguintes ilustram o fato de que, se se imagina constante o ângulo de torque, o aumento da excitação resulta num aumento da potência desenvolvida a um fator de potência em maior avanço.

EXEMPLO 8-3: Um motor trifásico de ligação estrela, 6 pólos, 50 HP, 440 V, 60 Hz tem uma resistência efetiva da armadura de 0,1 ohm e uma reatância síncrona de 2,4 ohms/fase. Quando o motor está operando a um ângulo de torque, α, de 20 graus elétricos, e o motor está subexcitado, produzindo uma tensão gerada por fase de 240 V, calcule:

a. a corrente da armadura, o fator de potência e os HP desenvolvidos pela armadura
b. os mesmos itens de (a), quando a tensão gerada por fase é 265 V
c. os mesmos itens de (a), quando a tensão gerada por fase é 290 V.

Solução:

a. $V_f = \dfrac{V_1}{\sqrt{3}} = \dfrac{440\text{ V}}{1{,}73} = 254 \angle 0° = 254 + j0\text{ V}$

$E_g = 240 \angle 160° = 240\,(-\cos 20° + j\,\text{sen } 20°) = -225{,}5 + j82{,}2\text{ V}$

$E_r = E_g + V_f = 28{,}5 + j\,82{,}2 = 86{,}8 \angle 70{,}85°\text{ V}$

$I_a = \dfrac{E_r}{Z_s} = \dfrac{86{,}8 \angle 70{,}85°}{0{,}1 + j\,2{,}4} = \dfrac{86{,}8 \angle 70{,}85°\text{ V}}{2{,}41 \angle 87{,}6°} = \mathbf{36 \angle -16{,}75°\ A}$

Fator de potência = $\cos\theta = \cos 16{,}75° =$ **0,9575 (em atraso)**

$P_d = 3\ E_g I_a \cos(E_g, I_a) = 3 \times 240 \times 36 \cos 176{,}75°$

$= 3 \times 240 \times 36\,(-\cos 3{,}25°)$

$=$ **25.800 W** (drenados do barramento)

HP desenvolvidos $= \dfrac{P_d}{746} = \dfrac{25.800\text{ W}}{746\text{ W/HP}} =$ **34,6 HP**

b. $V_f = 254 + j\,0;\ E_g = 265 \angle 160° = 265\,(-\cos 20° + j\,\text{sen } 20°) = 249 + j\,90{,}8$

$\dot{E}_r = \dot{V}_f + \dot{E}_g = 5 + j\,90{,}8 = 90{,}8 \angle 86{,}85°\text{ V}$

$I_a = \dfrac{E_r}{Z_s} = \dfrac{90{,}8 \angle 86{,}85°\text{ V}}{2{,}41 \angle 87{,}6°\ \Omega} =$ **37,7 ∠ − 0,75° ou 37,7 ∠ 0° A** (praticamente)

Fator de potência = $\cos\theta = \cos\theta° =$ **1,0 ou fator de potência unitário**

$P_d = 3\ E_g I_a \cos(E_g, I_a) = 3 \times 265 \times 37{,}7 \cos 160°$

$= 3 \times 265 \times 37{,}7\,(-\cos 20°)$

$=$ **28.200 W** (drenados do barramento)

HP desenvolvidos $= \dfrac{P_d}{746} = \dfrac{28{,}200\text{ W}}{746\text{ W/HP}} =$ **37,8 HP**

c. $V_f = 254 + j\,0;\ E_g = 290 \angle 160° = 290\,(\cos - 20° + j\,\text{sen } 20°)$

$= -272 + j\,99{,}2$

$E_r = V_f + E_g = -18 + j\,99{,}2 = 100{,}5 \angle 100{,}3°\text{ V}$

$I_a = \dfrac{E_r}{Z_s} = \dfrac{100{,}5 \angle 100{,}3°\text{ V}}{2{,}41 \angle 87{,}6°\ \Omega} =$ **417 ∠ 12,7° A**

Fator de potência = $\cos\theta = \cos 12{,}7° =$ **0,9757 em avanço**

$P_d = 3\ E_g I_a \cos(E_g, I_a) = 3 \times 290 \times 41{,}7 \cos 147{,}3°$

$= 3 \times 290 \times 41{,}7\,(-\cos 32{,}7°)$

$= 30.600$ W (drenados do barramento)

Hp desenvolvidos $= \dfrac{P_d}{746} = \dfrac{30.600\text{ W}}{746\text{ W/HP}} =$ **40,9 HP**

As soluções do Exemplo 8-3 foram resumidas na tabela que se segue:

PARTE	TENSÃO GERADA (volts)	POTÊNCIA DRENADA (watts)	HPS DESENVOLVIDOS (HP)	FATOR DE POTÊNCIA
(a)	240	25,800	34.6	0,9575 em atraso
(b)	265	28,200	37.8	unitário
(c)	290	30,600	40.9	0,9757 em avanço

O Exemplo 8-3 prova que, se a carga aplicada no eixo permanece constante (34,6HP), e se a excitação aumenta, o ângulo de torque deve necessariamente *decrescer*, de modo que se desenvolva a *mesma* potência no eixo. Assim, se a excitação aumenta até que o fator de potência seja unitário, desde que se desenvolvam 37,8 HP, o aumento do torque desenvolvido reduzirá o ângulo de torque a um valor menor que 20°. Semelhantemente, para fatores de potência em avanço, o ângulo de torque se reduziria ainda mais.

8-15. CÁLCULO DO ÂNGULO DE TORQUE E DA TENSÃO GERADA POR FASE PARA UM MOTOR SÍNCRONO POLIFÁSICO

No caso de um motor-derivação CC, conforme aumenta a carga, o cálculo da velocidade, que diminui, e do torque, que aumenta, é determinado pela variação da fcem. No caso do motor síncrono, conforme aumenta a carga, a velocidade e a fcem são mantidas relativamente constantes, e o acréscimo no ângulo de torque α produz uma diferença na tensão resultante, E_r, cujo valor e posição de fase, determinam a corrente de armadura solicitada pelo motor. Vimos também que a fem induzida varia com a excitação, e que sua relação de fase varia com o ângulo de torque. Mas nenhum deles (E_g e α) são quantidades conhecidas para qualquer valor dado da corrente de carga. É possível determinar-se o ângulo de torque e a fcem a partir dos valores normalmente medidos da potência, tensão e corrente solicitada ao barramento?

Como em qualquer máquina síncrona CA, a resistência efetiva da armadura por fase, R_a, e a reatância síncrona em quadratura por fase, X_s, podem ser determinadas a partir da resistência CC do estator e pelas medidas dos ensaios a vazio e de curto-circuito (Seç. 6-10). Para qualquer valor dado da corrente de armadura, portanto, a queda na impedância síncrona $I_a Z_f$ e seu ângulo de fase são conhecidos. Mas esta queda de tensão é igual à tensão resultante, E_r, que é a diferença entre a tensão de fase aplicada à armadura e a tensão na armadura gerada por fase, como mostra a Fig. 8-9 è expressa a Eq. (8-1). Assim, se a tensão nos terminais por fase $V_f \angle 0°$ e $E_r \angle \delta$ (ou $I_a Z_f$ e o ângulo que ela faz com a tensão de referência) são valores conhecidos, então E_{gf} para qualquer fator de potência pode ser facilmente obtida através da relação associada à lei do co-seno, como se demonstrará a seguir.

Mostrou-se na Seç. 8-7 que na Fig. 8-9:

$$\dot{E}_{gf} = \dot{V}_f - \dot{E}_r = \dot{V}_f - \dot{I}_a Z_f \quad (8\text{-}1)$$

A equação pode ser reescrita, utilizando-se a lei do co-seno, como

$$E_{gf}^2 = E_r^2 + V_f^2 - 2E_r V_f \cos \delta \quad (8\text{-}4)$$

onde δ é a diferença angular, para qualquer fator de potência [V. Eqs. (8-5), (8-6) e (8-7), a seguir] entre V_f e E_r

V_f é a tensão do barramento aplicada, por fase

E_r é a queda de tensão na impedância síncrona para qualquer valor determinado da corrente de armadura $I_a Z_f$.

Como mostra a Fig. 8-20, a diferença angular, δ, pode ser calculada para várias condições de fatores de potência, como sejam

Para fator de potência unitário $\delta = \beta$ (8-5)

Para fator de potência em avanço $\delta = \beta + \theta$ (8-6)

Para fator de potência em atraso $\delta = \beta - \theta$ (8-7)

onde β é tg^{-1} (X_s/R_a) obtido a partir das medidas da impedância síncrona (Seç. 6-10), e θ é o ângulo de fase entre V_f e I_a, a partir das leituras do wattímetro.

Uma vez que a tensão gerada por fase, E_{gf} foi determinada [utilizando-se a Eq. (8-4) acima], é possível determinar-se o ângulo de torque, α, para qualquer fator de potência, uma vez que ele representa o ângulo oposto E_r, como mostram as várias construções da Fig. 8-20, utilizando-se as relações da lei do co-seno[5]

$$\alpha = \cos^{-1} \frac{E_{gf}^2 + V_f^2 - E_r^2}{2E_{gf} V_f} \quad (8\text{-}8)$$

onde todas as quantidades foram definidas previamente.

É também possível representar a tensão induzida por fase, E_{gf} em função das suas componentes vertical e horizontal, utilizando V_f como referência como mostra a Fig. 8-20. Utilizando as componentes horizontais e verticais vistas nas várias construções, podemos expressar a tensão gerada por fase, para os vários fatores de potência, como

Fator de potência unitário

$$\dot{E}_{gf} = (\dot{V}_f - \dot{I}_a R_a) + j\, \dot{I}_a X_s \quad (8\text{-}9)$$

Para fatores de potência em avanço

$$E_{gf} = [V_f + I_a Z_f \cos(180 - \delta)] + j[I_a Z_f \operatorname{sen}(180 - \delta)]$$

Para fatores de potência em atraso

$$\dot{E}_{gf} = (\dot{V}_f - \dot{I}_a Z_f \cos \delta) + j\,(\dot{I}_a Z_f \operatorname{sen} \delta) \quad (8\text{-}11)$$

onde todos os termos já foram definidos acima.

[5]Como se vê na Fig. 8-20, α pode ser determinado como arc tg $I_a X_s/(V_p - I_a R_a)$. Talvez a mais simples determinação de α derive da lei do seno, pois $\alpha = \text{arc sen } E_r/E_{gf} \text{ sen } \delta$, como se vê na Fig. 8-9.

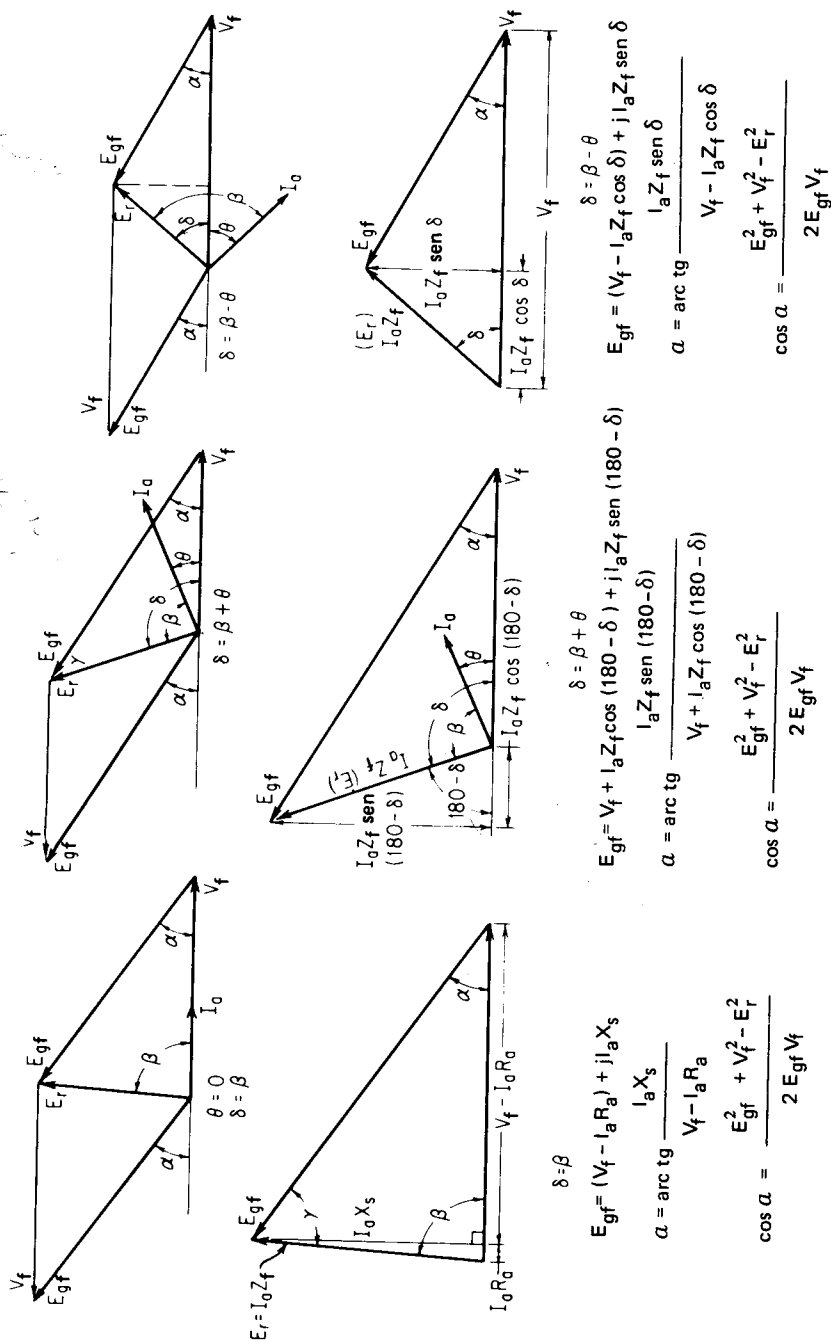



Fig. 8-20 — Relações fasoriais entre a tensão aplicada e a tensão gerada por fase para o cálculo de α para qualquer fator de potência.

Os ângulos de torque correspondentes, derivados das relações acima, são

Para fator de potência unitário

$$\delta = \text{tg}^{-1}\left(\frac{I_a X_s}{V_f - I_a R_a}\right) \tag{8-12}$$

Para fatores de potência em avanço

$$\alpha = \text{tg}^{-1}\left[\frac{I_a Z_f \text{ sen } (180 - \delta)}{V_f + I_a Z_f \cos (180 - \delta)}\right] \tag{8-13}$$

Para fatores de potência em atraso

$$\alpha = \text{tg}^{-1}\left(\frac{I_a Z_f \text{ sen } \delta}{V_f - I_a Z_f \cos \delta}\right) \tag{8-14}$$

onde todos os termos foram definidos previamente.

Como no caso do alternador síncrono CA, resulta uma simplificação nos diagramas acima se todos os fasores forem projetados sobre a corrente da armadura (I_a) como referência (V. Seç. 6-7, Fig. 6-4). As três condições de fatores de potência unitário, em avanço e em atraso, vistas na Fig. 8-20, são reproduzidas mais uma vez na Fig. 8-21, utilizando a corrente como referência.

As relações resultantes são, não apenas mais simples para visualização e compreensão, mas, além disso, as equações que se seguem são algo simplificadas e, como se verá, apresentam uma forma unificada, em comparação a das Eqs. (8-9) e (8-11). Além disso são da mesma forma que as utilizadas para a regulação de um alternador síncrono CA e permitem a comparação, bem como o entendimento unificado, do ponto de vista de uma máquina síncrona CA.

Os resultados das representações fasoriais mostradas na Fig. 8-21 permitem-nos expressar a tensão gerada por fase para os vários fatores de potência como

Para fator de potência unitário

$$E_{gf} = (V_f - I_a R_a) + jI_a X_s \tag{8-15}$$

Para fatores de potência em avanço

$$E_{gf} = V_f \cos \theta - I_a R_a + j(V_f \text{ sen } \theta + I_a X_s) \tag{8-16}$$

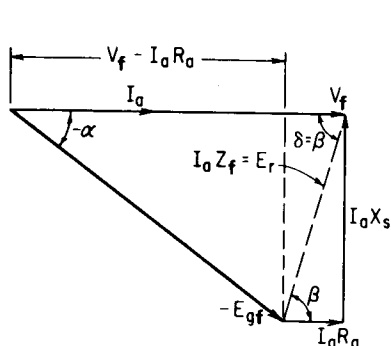
Para fatores de potência em atraso

$$E_{gf} = V_f \cos \theta - I_a R_a + j(V_f \text{ sen } \theta - I_a X_s) \tag{8-17}$$

onde todos os termos foram definidos acima.

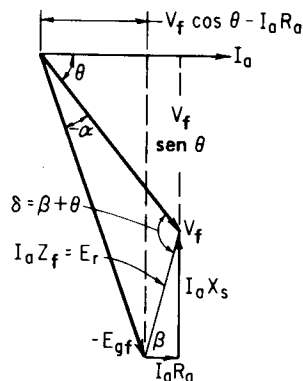
Equação geral: $E_{gf} = (V_f \cos\theta - I_a R_a) + j(V_f \,\text{sen}\,\theta \pm I_a X_s)$ + = em avanço
— = em atraso

$$E_{gf} = (V_f - I_a R_a) + j I_a X_s$$

$$\alpha = \text{tg}^{-1} \frac{I_a X_s}{V_f - I_a R_a} = \text{sen}^{-1} \frac{E_r}{E_{gf}} \,\text{sen}\,\delta$$

(a) Relações para FP unitário.

Vf cos θ - IaRa
Ia
θ
α
Vf
sen θ
δ = β+θ
IaZf = Er
Vf
IaXs
-Egf
β
IaRa

$$E_{gf} = (V_f \cos\theta - I_a R_a) + j\,(V_f \,\text{sen}\,\theta - I_a X_s)$$

$$\alpha = \text{tg}^{-1} \frac{V_f \,\text{sen}\,\theta + I_a X_s}{V_f \cos\theta - I_a R_a} - \theta = \text{sen}^{-1} \frac{E_r}{E_{gf}} \,\text{sen}\,\delta$$

(b) Relações para FP em avanço.

$$E_{gf} = (V_f \cos\theta - I_a R_a) + j\,(V_f \,\text{sen}\,\theta - I_a X_s)$$

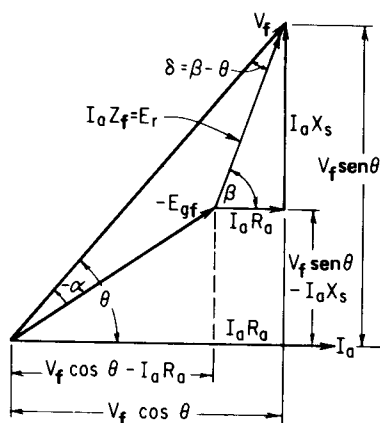
$$\alpha = \theta - \frac{V_f \,\text{sen}\,\theta - I_a X_s}{V_f \cos\theta - I_a R_a} = \text{sen}^{-1} \frac{E_r}{E_{gf}} \,\text{sen}\,\delta$$

(c) Relações para FP em atraso.

Fig. 8-21 — Relações vetoriais da Fig. 8-20 redesenhadas com a corrente como referência.

É agora possível combinar as equações acima em uma única equação geral para o cálculo da tensão gerada por fase em um motor síncrono, para quaisquer e todas condições de fator de potência, sob a forma de[6]

$$E_{gf} = (V_f \cos\theta - I_a R_a) + j(V_f \operatorname{sen}\theta \pm I_a X_s) \quad (8\text{-}18)$$

onde, na expressão em quadratura, + é usado para fatores de potência em avanço e – é usado para fatores de potência em atraso.

Note-se que, para o fator de potência unitário, a Eq. (8-18) é idêntica à Eq. (8-15), uma vez que sen θ é zero e cos θ é unitário.

A Fig. 8-21 mostra a forma pela qual o ângulo de torque pode ser determinado, a partir das componentes real e em quadratura da tensão gerada por fase. Os correspondentes ângulos de torque para os vários fatores de potência são

Para fator de potência unitário

$$\alpha = \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{I_a X_s}{V_f - I_a R_a}\right) \quad (8\text{-}19)$$

Para fatores de potência em avanço

$$\alpha = \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{V_f \operatorname{sen}\theta + I_a X_s}{V_f \cos\theta - I_a R_a}\right) - \theta \quad (8\text{-}20)$$

Para fatores de potência em atraso

$$\alpha = \theta - \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{V_f \operatorname{sen}\theta - I_a X_s}{V_f \cos\theta - I_a R_a}\right) \quad (8\text{-}21)$$

---

[6]Uma comparação da Eq. 8-18 com a Eq. 6-8 revela a semelhança na forma de determinação da fem gerada numa máquina síncrona e num transformador.

Como um alternador $E_{gf} = (V_f \cos\theta + I_a R_a) + j(V_f \operatorname{sen}\theta \pm I_a X_s)$

Como um motor síncrono $E_{gf} = (V_f \cos\theta - I_a R_a) + j(V_f \operatorname{sen}\theta \pm I_a X_s)$

No termo real, a queda de tensão na resistência da armadura somar-se-á à componente real da tensão nos terminais para a ação-gerador, enquanto esta queda de tensão é subtraída no caso da ação-motor.

No termo em quadratura, para a ação-gerador, a queda de tensão em quadratura na reatância soma-se à componente em quadratura da tensão aplicada para cargas em atraso, e subtrai-se aquela para cargas em avanço, para compensar o efeito desmagnetizante da reação da armadura das cargas em atraso, e o efeito magnetizante das cargas em avanço. Para a ação-motor, por outro lado, o inverso é verdadeiro; neste caso, as cargas em atraso são magnetizantes, enquanto cargas em avanço são desmagnetizantes.

Como no caso da tensão gerada por fase, é possível unificar as três equações para o ângulo de torque numa expressão genérica simples que leve em conta todos os fatores de potência,

$$\alpha = \theta - \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{V_f \operatorname{sen}\theta \pm I_a X_s}{V_f \cos\theta - I_a R_a}\right) \quad \text{(8-22)}$$

no numerador: + (fatores de potência em avanço); − (fatores de potência em atraso)

onde α é sempre a diferença entre os dois ângulos, independentemente de qual deles é o maior.

Em vista da relativa simplicidade das Eqs. (8-18) e (8-21), e da nota de rodapé relativa a Eq. (8-18), o leitor pode inquirir-se, neste ponto, por que era necessário usar a representação da Fig. 8-20 e de todas as equações a ela correlatas. Um exame das construções da Fig. 8-20 mostrará que ambos, E_{gf} e α, são representados na Fig. 8-21 com sentido contrário (daí o sinal negativo). É relativamente difícil, além disso, obter-se um valor (para o ângulo entre a tensão resultante E_r e a tensão aplicada por fase), a partir dos diagramas da Fig. 8-21, em função dos ângulos β e θ. Finalmente, desde que a tensão do barramento por fase, V_f, é a referência para a operação como motor ou como alternador síncrono CA, os diagramas da Fig. 8-20 são mais significativos quando se fazem cálculos empíricos.

Dependendo de preferências pessoais, podemos utilizar qualquer um dos três métodos vistos acima. O exemplo seguinte ilustra todos os três métodos e é uma verificação de todas as equações acima apresentadas.

EXEMPLO 8-4: Um motor síncrono trifásico de 1.000 HP, 6.000 V, 60 Hz, dois pólos, ligado em estrela tem uma resistência efetiva da armadura de 0,52 ohm e uma reatância síncrona de 4,2 ohms/fase. O rendimento do motor para a carga nominal e fator de potência de 0,8 em avanço é 92 por cento, desprezando as perdas no campo devidas a excitação CC. Calcule:

a. A fem gerada por fase, E_{gf}. Ao resolver esta parte, utilize os seguintes métodos: (1) a solução pela lei do co-seno, Eq. (8-4); (2) a solução através da tensão de referência, Eq. (8-10); e (3) a solução através da equação universal, Eq. (8-8).
b. O ângulo de torque, α.
c. A potência mecânica desenvolvida pela armadura à carga nominal em watts e em HP.
d. O torque interno desenvolvido.

Solução:

$$\text{Potência de entrada em watts} = \frac{1.000\ \text{HP} \times 746\ \text{W/HP}}{0{,}92\ (\text{rendimento})} = 811.000\ \text{W}$$

Corrente de armadura, valores de linha e fase

$$I_a = \frac{\text{potência de entrada}}{\sqrt{3}\ E_L \cos\theta} = \frac{811.000\ \text{W}}{1{,}73 \times 6.000\ \text{V} \times 0{,}8} = 97{,}6\ \text{A}$$

[Nota: para fator de potência unitário, I_a seria 97,6 A × 0,8 = 78 A]

$V_f = \frac{V_L}{\sqrt{3}} = \frac{6.000 \text{ V}}{1,73} = 3.460 \text{ V}$

$Z_f = R_a + jX_s = 0,52 + j4,2 = 4,22 \angle 82,93° \ \Omega; \ \beta = 82,93°$

$E_r = I_a Z_f = 97,6 \times 4,22 = 412$ V a 0,8 em avanço

Cos $\theta = 0,8$, e $\theta = 36,8°$

Para fator de potência de 0,8 em avanço, $\delta = \beta + \theta = 82,93° + 36.8° = 119,73°$

a. Pelo método da lei do co-seno, usando a Eq. (8-4)

$$E_{gf} = \sqrt{E_r^2 + V_f^2 - 2 E_r V_f \cos \delta}$$

$$= \sqrt{412^2 + 3.460^2 - 2 (412) (3.460) (- \cos 60,27°)}$$

$$= \sqrt{170.000 + 12.000.000 + 2.850.000 \cos 60,27°}$$

$$= \sqrt{13.580.000} = \mathbf{3.683 \text{ V}}$$

Pelo método da tensão de referência, usando a Eq. (8-10)

$$E_{gf} = [V_f + I_a Z_f \cos (180 - \delta)] + j[I_a Z_f \text{ sen } (180 - \delta)]$$

$$= 3.460 + 412 \cos 60,27° + j\, 412 \text{ sen } 60,27°$$

$$= 3.664 + j358 = \mathbf{3.683 \text{ V}} \text{ (confere)}$$

Pelo método da equação universal, usando a Eq. (8-18)

$$E_{gf} = (V_f \cos \theta - I_a R_a) + j(V_f \text{ sen } \theta - I_a X_s)$$

$$= (3.460 \times 0,8) - (97,6 \times 0,52)$$

$$+ j(3.460 \times 0,6) - (97,6 \times 4,2)$$

$$= 2.714,2 + j1.665 = \mathbf{3.683 \text{ V}} \text{ (confere)}$$

b. Resolvendo para α, utilizando a Eq. (8-13)

$$\alpha = \text{tg}^{-1} \left[\frac{I_a Z_f \text{ sen } (180 - \delta)}{V_f + I_a Z_f \cos (180 - \delta)} \right]$$

$$= \left[\frac{412 \text{ sen } 60,27°}{3.460 + 412 (- \cos 60,27°)} \right] = \frac{358}{3.664} = 5,5°$$

Resolvendo para α, utilizando a Eq. (8-22)

$$\alpha = \theta - \text{tg}^{-1} \left(\frac{V_f \text{ sen } \theta + I_a X_s}{V_f \cos \theta - I_a R_a} \right)$$

$$= 36,8° - \text{tg}^{-1} \left[\frac{(3.460 \times 0,6) + (97,6 \times 4,2)}{(3.460 \times 0,8) - (97,6 \times 0,52)} \right]$$

$$= 36,8° - \text{tg}^{-1} \left(\frac{2.485}{2.714} \right) = 36,8° - 42,3° = \mathbf{5,5°} \text{ (confere)}$$

Resolvendo para α, utilizando a lei do seno

$$\delta = \beta + \theta = 82,93° + 36,8° = 119,73°$$

$$\alpha = \text{sen}^{-1} \frac{E_r}{E_{gf}} \text{ sen } \delta = \text{sen}^{-1} \frac{412}{3.683} \text{ sen } 119,73° = \mathbf{5,5°} \text{ (confere)}$$

c. A potência mecânica desenvolvida por fase é o produto da fem induzida por fase, da corrente da armadura e do co-seno do ângulo entre elas [V. Figs. 8-20(b) e 8-21(b)]

Potência mecânica total

$P_d = 3\ E_{gf} I_a \cos(\alpha + \theta) = 3 \times 3.683 \times 97{,}6 \cos(5{,}5 + 36{,}8°) = \mathbf{796.000\ W}$

Potência interna desenvolvida em HP

$$= \frac{P_d}{746} = \frac{796.000\ \text{W}}{746\ \text{W/HP}} = \mathbf{1.065\ HP}$$

d. Torque $T = \frac{\text{HP} \times 5.252}{S} = \frac{1.065 \times 5.252}{S} = \mathbf{1.552\ lb\text{-}pé}$ [da Eq. (4-15)]

8-16. USO DO MOTOR SÍNCRONO COMO CORRETOR DO FATOR DE POTÊNCIA

O Exemplo 8-4 mostrou que um motor síncrono é capaz de entregar a sua potência mecânica e simultaneamente drenar do barramento uma corrente em avanço. Esta corrente em avanço pode ser utilizada para aumentar o fator de potência geral da energia suprida, pelo barramento ou pelo sistema, a outras cargas ligadas em paralelo com o motor síncrono. É desejável aumentar-se o fator de potência geral do sistema por muitas razões. Os alternadores e/ou os transformadores que alimentam o sistema são avaliados em função de sua capacidade condutora de corrente. Assim, a potência útil total que eles podem entregar às várias cargas ligadas num sistema depende diretamente da natureza e do fator de potência das mesmas. Num sistema onde as lâmpadas fluorescentes são utilizadas quase universalmente para iluminação, e onde os motores de indução são utilizados quase universalmente como máquinas motrizes, o fator de potência total do sistema pode chegar a valores tão baixos como o de 0,6. O sistema gerador e o distribuidor entregarão apenas 60% da potência total que eles poderiam entregar a um fator de potência unitário. Mais ainda, quanto menor for o fator de potência do sistema, tanto *maior* será a corrente necessária para suprir uma carga da *mesma* potência em *quilowatts*. A corrente mais elevada, solicitada ao barramento para suprir uma carga de baixo fator de potência, resulta em *maior* queda de tensão na linha de transmissão e maiores *perdas* de potência na linha, bem como maiores perdas e menor rendimento resultante no sistema de geração e no respectivo equipamento que alimenta a carga.

Uma melhora no fator de potência geral do sistema, para qualquer carga dada, resulta, portanto, em (1) um aumento da capacidade da fonte permitindo suprir-se cargas adicionais; (2) uma redução da queda de tensão na linha e uma melhor regulação geral em termos de tensão; (3) um aumento no rendimento geral do sistema (linhas e equipamentos); e (4) um custo operacional menor, como conseqüência. É precisamente por esta última razão que, em algumas regiões, um consumidor industrial é *multado* por um *fator de potência baixo* e terá um preço mais alto da energia que outro consumidor que consuma energia a um fator de potência mais elevado. Nestas áreas, um usuário que necessite motores adicionais, para expansão ou substituição das suas instalações, considerará seriamente a

aquisição de motores síncronos, que possam ser sobreexcitados para funcionar a um fator de potência de 0,8 em avanço e, ao mesmo tempo, entregar potência mecânica nominal para acionar a carga (V. Seç. 8-18).

A Fig. 8-22 mostra a melhora (num fator de potência em atraso) que se consegue pela utilização de um motor síncrono. Imaginemos que uma carga em atraso corresponda a uma corrente I_L, que se atrasa em relação à tensão V_f do barramento de um ângulo θ_L. Se um motor síncrono é ligado em paralelo com a carga através do mesmo barramento, e se o seu campo é sobreexcitado, a corrente I_m solicitada pelo motor síncrono para manter a excitação do campo constante (Seç. 8-13) será uma corrente em avanço, em relação à tensão do barramento, de um ângulo θ_m. A corrente resultante solicitada ao barramento, I_T, é a soma fasorial de I_L e I_m, como mostra a Fig. 8-22.

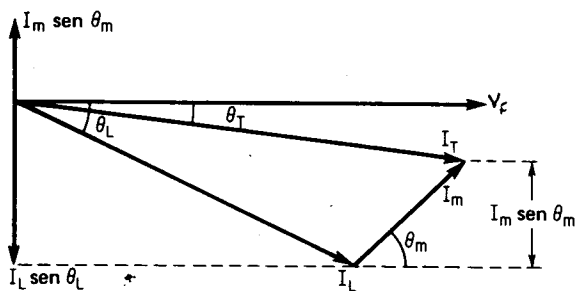



Fig. 8-22 — Melhora do fator de potência pelo uso de um motor síncrono sobreexcitado.

A componente original em quadratura (e *em atraso*) da corrente de carga I_L sen θ_L é, assim, neutralizada, em parte pela componente em quadratura *em avanço* da corrente do motor I_m sen θ_m. O ângulo de fase final θ_T fica assim menor, ficando a corrente mais em fase com a tensão do barramento, com as conseqüentes vantagens de um melhor fator de potência. A potência consumida, por fase, pelo motor é representada por $V_f I_m \cos \theta_m$, que inclui a potência mecânica útil para acionar a carga (acrescida de uma pequena parcela relativa às perdas do motor).

Os benefícios derivados da correção do fator de potência através do motor síncrono, reduzindo a corrente de carga em atraso, são vistos no Exemplo 8-5.

EXEMPLO 8-5: Uma fábrica consome uma potência total de 2.000 kW, a um fator de potência de 0,6 em atraso, a partir de uma subestação transformadora, cuja tensão de linha primária é 6.000 V. Ao adicionar-se um novo setor, dedicado exclusivamente à galvanização, necessita-se adquirir um conjunto motor-gerador CC para entregar aproximadamente 750 kW. A escolha deve ser feita entre um motor síncrono de 1.000 HP, 6.000 V, de fator de potência 0,8 em avanço (Exemplo 8-4) e um motor de indução de 1.000 HP, 6.000 V, de fator de potência de 0,8 em atraso correspondente à plena carga. Imaginando que os custos tenham rendimentos de 92%, calcule:

a. A corrente de carga e o fator de potência totais, utilizando o motor de indução.

b. A corrente de carga e o fator de potência totais, utilizando o motor síncrono.
c. A redução percentual da corrente de carga produzida, utilizando (b) como percentagem de (a).
d. A melhora no fator de potência total.

Solução:

a. Carga do motor de indução $= \dfrac{\text{HP} \times 746 \text{ W/HP}}{\text{rendimento}} =$

$$= \frac{1.000 \times 746}{0{,}92} = 810.000 \text{ W}$$

Corrente em atraso drenada pelo motor de indução

$$I_l = \frac{\text{watts}}{\sqrt{3}E_L \cos\theta} = \frac{810.000 \text{ W}}{1{,}73 \times 6.000 \times 0{,}8} = 97{,}6 \angle -36{,}9 \text{ A}$$

Corrente de carga em atraso da fábrica

$$I'_l = \frac{\text{watts}}{\sqrt{3}\, E_L \cos\theta} = \frac{2.000.000}{1{,}73 \times 6.000 \times 0{,}6} = 321 \angle -53{,}1^\circ \text{ A}$$

Corrente de carga do motor $= 97{,}6 \angle -36{,}9^\circ \text{ A} = 78{,}0 - j\,58{,}5$
Corrente de carga da fábrica $= 321 \angle -53{,}1^\circ \text{ A} = 192{,}5 - j\,256{,}5$
Corrente de carga total, $I_l + I'_l = 270{,}5 - j\,315{,}0$
$= \mathbf{416 \angle -49{,}3^\circ}$ **A** (a um fator de potência de **0,651** em atraso)

b. A carga do motor síncrono $= 97{,}6 \angle +36{,}9^\circ$ A
(Para um fator de potência de 0,8 em avanço)
Corrente de carga do motor, $I_l = 97{,}6 \angle 36{,}9^\circ \text{ A} = 78{,}0 + j\,52{,}5$
Corrente de carga da fábrica, $I'_l = 321 \angle -53{,}1^\circ \text{ A} = 192{,}5 - j\,256{,}5$
Corrente de carga total, $I_l + I'_l = 270{,}5 - j\,204{,}0 =$
$= \mathbf{340 \angle -36{,}9^\circ}$ **A** (a um fator de potência de **0,8** em atraso)

c. Redução percentual da carga

$$\frac{\text{carga original} - \text{carga final}}{\text{carga original}} = \frac{416 - 340}{416} \times 100 = \mathbf{18{,}25\%}$$

d. Melhora do fator de potência
A utilização do motor síncrono, em lugar do motor de indução, elevará o fator de potência de 0,651 em atraso para **0,8** em atraso.

8-17. TORQUE ELETROMAGNÉTICO DESENVOLVIDO POR FASE EM UM MOTOR SÍNCRONO

A relação entre os HP internos ou externos, o torque e a velocidade para qualquer motor foi dada como

$$\text{HP} = \frac{TN}{5.252} \quad \text{ou} \quad T = \frac{5.252 \text{ HP}}{N} \tag{4-15}$$

A potência solicitada ao barramento pela armadura de um motor síncrono, por fase, é

$$P_f = V_f I_a \cos\theta; \tag{8-23}$$

por outro lado, a potência desenvolvida pela armadura do motor síncrono por fase foi expressa como o produto de sua fem gerada por fase, E_{gf}, pela corrente de armadura, I_a, e pelo co-seno do ângulo formado por eles [com base na Eq. (4-7) estabelecida para máquinas CC], ou

Potência desenvolvida por fase: $P_d = E_{gf} I_a \cos (E_{gf}, I_a)$ (8-24)

Se a potência desenvolvida na Eq. (4-15) é expressa em watts, a expressão do torque desenvolvido por fase é

$$T = \frac{5.252\, P_d}{N \times 746} = \frac{7{,}04\, P_d}{N} = \left(\frac{7{,}04}{N}\right) = E_{gf} I_a \cos (E_{gf}, I_a) \tag{8-25}$$

Da Eq. (2-16), na qual $N_s = 120f/P$, o torque eletromagnético desenvolvido por fase em qualquer máquina síncrona, em lb-pé, pode ser derivado de

$$T = \left(\frac{7{,}04\, P}{120f}\right) E_{gf} I_a \cos (E_{gf}, I_a) \tag{8-26}$$

onde P é o número de pólos

E_{gf} é a fem gerada por fase em uma máquina síncrona CA a partir da Eq. (6-8) ou (8-18)

I_a é a corrente da armadura por fase

$\cos (E_{gf}, I_a)$ é o co-seno do ângulo entre as duas quantidades determinado por um diagrama fasorial

f é a freqüência em Hz

Assim, independentemente do modo de operação, a Eq. (8-26) expressará o torque eletromagnético desenvolvido pelos condutores da armadura de uma máquina síncrona CC quer (1) funcionando como motor e produzindo a rotação do rotor; quer (2) funcionando como gerador, produzindo um torque resistente como resultado da circulação da corrente gerada nos condutores da armadura.

Estabeleceu-se que, à medida que aumenta a carga mecânica aplicada ao eixo de um motor síncrono, aumenta também seu ângulo de torque, α, produzindo um acréscimo na diferença de tensão resultante E_r (ou $E_{gf} - V_f$) que, por sua vez, leva o barramento a suprir uma corrente de armadura maior ao motor. Nas Eqs. (8-24) e (8-26), o ângulo entre E_{gf} e I_a depende não apenas da grandeza do ângulo de torque, α, como mostram as Figs. 8-20 e 8-21, mas também do ângulo de fase θ. Haverá uma potência *máxima* que o motor síncrono possa desenvolver e haverá um ângulo máximo de torque, acima do qual o motor saia do sincronismo?

Aparentemente há — mas qual é? Se pudéssemos desenvolver uma expressão semelhante à Eq. (8-24), que fornece a potência drenada (do barramento, pelo motor síncrono) em função apenas do ângulo de torque, α, aquela expressão poderia ser substituída na Eq. (8-26) para fornecer o torque máximo para o motor síncrono. A dedução algébrica desta equação é relativamente complexa.

Entretanto, é possível "derivá-la" de uma construção fasorial, como a da Fig. 8-23, que mostra a potência entregue por fase à carga por um motor síncrono CA ou um barramento. Façamos θ representar o ângulo pelo qual a corrente I_a se atrasa em relação a V_f, tensão do barramento, e α o ângulo entre E_{gf} e V_f, conforme já definimos. A diferença $E_{gf} - V_f$ é E_r, que é a mesma coisa que $I_a Z_f$. Desprezando a resistência da armadura, I_a atrasa-se de 90º em relação a E_r e é o mesmo que $jI_a X_s$. A corrente de armadura pode ser então expressa por

$$I_a = \frac{E_r}{jX_s} = \frac{E_{gf} - V_f}{jX_s} = \frac{E_{gf}}{jX_s} - \frac{V_f}{jX_s}$$

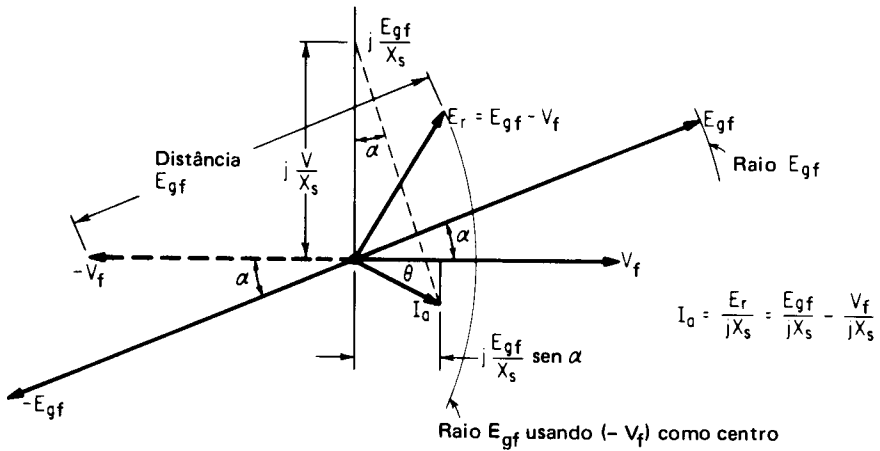



Fig. 8-23 — Construção para derivação da máxima potência e torque de uma máquina síncrona CA.

O locus da corrente da armadura, I_a, é pois, um círculo, cujo centro é jV_f/X_s e cujo raio é jE_{gf}/X_s. Esta informação permite a construção de jE_{gf}/X_s a um ângulo α com o eixo vertical, de onde conhecer-se-á a corrente jV_f/X_s. A potência entregue por fase pelo barramento é $V_f I_a \cos\theta$, ou V_f vezes a projeção de I_a sobre V_f. Mas esta projeção é também igual a $j(E_{gf}/X_s)$ sen α. Assim, a potência elétrica desenvolvida por fase, P_f, por uma máquina síncrona girante CA é

$$P_f = \left(\frac{V_f E_{gf}}{X_s}\right) \text{sen } \alpha \tag{8-27}$$

que, quando substituída na Eq. (8-26), fornece o torque por fase ou

$$T = \left(\frac{7{,}04\ P}{120f}\right)\left(\frac{V_p E_{gf}}{X_s}\right) \text{sen } \alpha \tag{8-28}$$

onde todos os termos já foram definidos.

Um exame da Eq. (8-28) indica que, para valores dados do número de pólos, freqüência, tensão do barramento, reatância síncrona e excitação (produzindo E_{gf}), o torque máximo pode ocorrer apenas quando α iguala 90 graus elétricos. Mais ainda, desde que todos os outros termos da Eq. (8-28) são relativamente constantes para um dado motor, a forma da curva de torque deveria ser *senoidal.* O torque e a potência desenvolvidos por ambos, rotores salientes e não salientes (cilíndricos), são vistos na Fig. 8-24. O torque máximo do rotor *é* obtido a 90° elétricos no caso do rotor *cilíndrico* não saliente (enrolamento distribuído), que *não* produz reação da armadura em quadratura.[7] O torque máximo do rotor é maior em máquinas de pólos *salientes,* mas acontece mais cedo, entretanto, devido ao chamado *torque de relutância* (Seç. 1-12) devido à variação da relutância no entreferro, que é produzida pela reação da armadura (Seç. 6-11); o torque de relutância varia com sen 2 α.

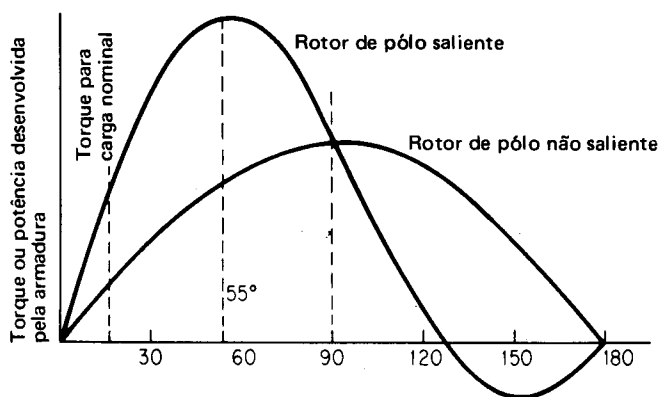



Fig. 8-24 — Curvas do ângulo de potência para dois motores síncronos semelhantes (mesmo estator), mostrando os ângulos de torque máximo para rotores de pólos salientes e não salientes.

O torque de relutância é um máximo para ângulos de torque pequenos e, portanto, auxilia a entrada em sincronismo de motores de pólos salientes durante a sincronização (Seç. 8-5). O torque de relutância é um fenômeno que pode também ocorrer num motor de indução, devido à variação da permeabilidade entre os dentes do estator e os do rotor; o torque de relutância pode, em tais casos, resultar num esforço sincronizante chamado "fechamento subsíncrono".

Para a máquina de pólos *salientes* vista na Fig. 8-24, o torque máximo ocorre aproximadamente a 55 graus elétricos e o torque de plena carga aproximadamente a 22 graus elétricos. O torque máximo, tanto para máquinas de pólos salientes como para máquinas de pólos não salientes, está entre 250 e 300% do torque de plena carga. As Eqs. (8-27) e (8-28) são também úteis na verificação das diferenças entre motores síncronos em função da excitação ou impedância. Desde que E_{gf}

[7]Para um tratamento compreensível das equações de torque e potência, para máquinas síncronas de rotores salientes e cilíndricos, veja BEWLEY, L. V., *Alternating Current Machinery*, New York, The Macmillan Company, 1949, Cap. 7, pp. 288-304.

na Eq. (8-27) varia com a excitação do campo CC, e desde que V_f é tensão do barramento (normalmente constante), se a excitação é reduzida, como mostra a Fig. 8-16b, o ângulo de torque α deve aumentar para desenvolver a mesma potência mecânica. Inversamente, ignorando-se os efeitos da reação da armadura, se a excitação E_{gf} for aumentada, como mostram a Fig. 8-16c, a Eq. (8-27) e o Exemplo 8-3, o ângulo de torque será *reduzido.*

Aumentando a excitação, além disso, aumentamos o torque máximo e a "firmeza" do motor síncrono, não apenas por aumentar a tensão gerada por fase E_{gf} na Eq. (8-28), mas também porque diminui a reatância síncrona X_s com o aumento da saturação. Genericamente, além disso, um motor síncrono de baixa impedância (e baixo X_s) não requererá um ângulo de torque tão grande para acionar uma dada carga [como mostra a Eq. (8-28)] quanto uma máquina de alta impedância, isto é, uma máquina de baixa impedância é mais firme na sua oposição a variações do ângulo de torque com a carga.

EXEMPLO 8-6: Calcule o torque interno por fase e a potência total desenvolvida para a excitação original dada no Exemplo 8-3, utilizando a Eq. (8-28).

Solução:

$$T/\text{fase} = \left(\frac{7{,}04\,P}{120 f}\right)\left(\frac{V_f E_{gf}}{X_s}\right)\text{sen }\alpha \qquad (8\text{-}28)$$

$$= \left(\frac{7{,}04 \times 6}{120 \times 60}\right) \times \left(\frac{254 \times 240}{2{,}4}\right)\text{sen } 20^\circ = 50{,}8 \text{ lb-pé/fase}$$

$$\text{HP} = \frac{TS}{5.252} = \left(\frac{3 \times 50{,}8}{5.252}\right) \times \left(\frac{120 \times 60}{6}\right) = 34{,}6 \text{ HP}$$

Note-se que o *mesmo* resultado foi obtido no Ex. 8-3a. Esta é uma verificação da Eq. (8-28).

8-18. CAPACIDADES DE MOTORES SÍNCRONOS

Os motores síncronos podem ser adquiridos em três capacidades *normalizadas,* ou sejam: fator de potência unitário, fator de potência 90% em avanço e fator de potência 80% em avanço. Outras capacidades poderão ser ofertadas pelos fabricantes mediante cotação especial. Um motor síncrono de 100 HP e fator de potência unitário tem 80% da capacidade de corrente e do valor nominal de corrente de armadura de um motor síncrono de 100 HP e fator de potência de 0,8 em avanço (o último tem um *tamanho de carcaça maior*). Ambos os motores entregarão 100 HP às suas polias; mas o último poderá ser também utilizado para correção do fator de potência até funcionar com um fator de potência de 0,8 em avanço, enquanto o outro será ajustado para uma corrente mínima (fator de potência unitário) a plena carga. É possível, naturalmente, operar qualquer motor de fator de potência unitário (ou de outros fatores de potência nominais) como um motor síncrono sobreexcitado, mas deve-se constatar que a capacidade em HP do motor em questão não mais será a mesma se se mantiver no mesmo valor a corrente da armadura. (V. curvas "V", Fig. 8-18a.)

8-19. CAPACITORES SÍNCRONOS

Inúmeros motores síncronos são construídos sem qualquer extensão dos eixos, ostensivamente projetados tão-somente para correção do fator de potência e para serem operados *sem* qualquer carga mecânica. Qualquer motor síncrono sobreexcitado, funcionando sem carga, pode ser classificado como *compensador síncrono* ou *capacitor síncrono*. Embora não haja carga mecânica para contribuir para a corrente da armadura, as curvas V da Fig. 8-18 mostrarão que, mesmo sem carga, a corrente de armadura é elevada. Entretanto, isto não é uma desvantagem, porque o capacitor síncrono é sobreexcitado até o ponto em que sua corrente de armadura iguale ou exceda sua corrente nominal.

Como mostra a Fig. 8-25, quando um motor é sobreexcitado sem carga a tensão resultante da impedância de fase E_r é bastante elevada, apesar do ângulo de torque α ser muito pequeno, produzindo uma corrente de armadura em avanço, I_a, relativamente elevada, que está praticamente a 90° em relação à tensão de fase do barramento. Podem-se construir máquinas síncronas CA de capacidades e tensões extremamente elevadas, que sejam menos caras que os capacitores comerciais fixos, disso resultando que os capacitores síncronos que não acionam cargas mecânicas, além disso, podem "flutuar" em relação à linha, para fins da correção do fator de potência. Embora comercialmente não seja usual nem prático corrigir-se o fator de potência de um dado sistema de qualquer estação geradora até o fator de potência unitário (V. Seç. 8-20), o exemplo que se segue demonstrará principalmente a técnica de fazer-se os cálculos para a correção do fator de potência. Um método mais direto é visto na Seç. 8-21.

Fig. 8-25 — Relações fasoriais do capacitor síncrono.

EXEMPLO 8-7: Uma fábrica drena uma carga em atraso de 2.000 kW a um fator de potência de 0,6, a partir de uma rede de 6.000 V. Um compensador síncrono é adquirido para elevar, até a unidade, o fator de potência total. Imaginando que as perdas do compensador síncrono são 275 kW, calcule:

a. Os kvars originais da carga em atraso.
b. Os kvars de correção necessários para trazer o fator de potência a um valor unitário.
c. A capacidade em kVA do compensador síncrono e seu fator de potência.

Solução:

a. $kVA = \frac{kW}{\cos\theta} = \frac{2.000}{0,6} = 3.333$ **kVA**

kvars em atraso = kVA sen $\theta = 3.333 \times 0,8 =$ **2.667 kvars**

b. **2.667 kvars de correção** são necessários para trazer o fator de potência ao valor unitário.

c. $\text{tg}\ \theta = \frac{2.667\ \text{kvars}}{275\ \text{kW}} = 9,68$; θ tg = 84,09° em avanço

$\cos\theta =$ **0,103** em avanço $kVA = \frac{kW}{\cos\theta} = \frac{275}{0,103} =$ **2.755 kVA**

Necessita-se de um compensador síncrono a um fator de potência de 0,103 em avanço e com uma capacidade de 2.755 kVA.

8-20. LIMITE ECONÔMICO DA MELHORA DO FATOR DE POTÊNCIA

É costume não tentar a correção do fator de potência de um sistema até levá-lo ao fator de potência unitário. Há uma razão econômica para isto, a despeito do fato de se dispor de compensadores síncronos grandes e de alta capacidade, e de serem eles (para a mesma capacidade em kVA) normalmente menos dispendiosos que os motores síncronos; porque (1) partem e funcionam sem carga, não necessitando enrolamentos pesados em gaiola, e (2) requerem diâmetros menores do eixo e mancais mais leves, embora seus enrolamentos de campo sejam algo mais pesados.

A razão econômica de estabelecer-se um limite na máxima correção do fator de potência pode ser inferida dos dados da Tabela 8-1 abaixo, correspondentes a um sistema de 10.000 kVA.

TABELA 8-1.

QUILOVOLT-AMPÈRES REATIVOS TOTAIS NECESSÁRIOS À CORREÇÃO EM VÁRIOS FATORES DE POTÊNCIA

FATOR DE POTÊNCIA DO SISTEMA	SAÍDA EM kVA	*kvars* DISPONÍVEIS	*kvars* PARA A CORREÇÃO A PARTIR DO SEGUINTE FATOR DE POTÊNCIA INFERIOR	*kvars* CUMULATIVOS TOTAIS NECESSÁRIOS NA CORREÇÃO
0,60	6.000	8.000	—	—
0,65	6.500	7.600	400	400
0,70	7.000	7.140	460	860
0,75	7.500	6.610	530	1.390
0,80	8.000	6.000	610	2.000
0,85	8.500	5.270	730	2.730
0,90	9.000	4.360	910	3.640
0,95	9.500	3.120	1.240	4.880
1,00	10.000	0	3.120	8.000

A Tabela 8-1 mostra que um sistema de 10.000 kVA, funcionando a um fator de potência de 0,6, é capaz de entregar apenas 6.000 kW; enquanto que, para um fator de potência unitário, ele poderia entregar 10.000 kW para a mesma corrente e a mesma queda na linha. Qualquer aumento na saída, portanto, será feito às expensas dos kVA reativos. Melhorando o fator de potência de 0,65 para 0,70, por exemplo, há um aumento de 500 kW na saída para um custo de correção de 460 kvars. Ao aumentar-se o fator de potência de 0,80 para 0,85, o aumento de 500 kW é feito a um custo de correção mais elevado de 730 kvars.

Para cada nível de fator de potência sucessivamente mais elevado, o custo dos kvars é maior para uma outra melhora de 0,05 do fator de potência. De fato, ao aumentar-se o fator de potência de 0,95 para a unidade o acréscimo de 500 kW na potência de saída implica em um custo de correção de 3.120 kvars. O custo monetário dos compensadores síncronos requeridos para as respectivas melhoras do fator de potência torna normalmente economicamente proibitiva a melhora para valores muito acima do nível de 0,85. O Exemplo 8-8 ilustra este ponto.

EXEMPLO 8-8: Um sistema de 10.000 kVA está funcionando a um fator de potência de 0,65 e o custo do compensador síncrono para melhorar o fator de potência é Cr$ 600,00 por kVA. Desprezando as perdas do compensador síncrono, calcule o custo do aumento do fator de potência para

a. o fator de potência unitário
b. um fator de potência de 0,85 em atraso.

Solução:

a. Para a carga original
$\text{kW} = \text{kVA}\ \cos\theta = 10.000\,\text{kVA} \times 0,65 = 6.500\,\text{kW}$ e $\theta = 49,5°$
$\text{kvars} = \text{kVA}\ \text{sen}\,\theta = 10.000\,\text{kVA}\ \text{sen}\,49,5° = 7.600$ kvars
Para o fator de potência unitário
kVA do compensador síncrono = **7.600 kVA** (desprezando as perdas)
Custo por kVA do compensador síncrono =
= 7.600 kVA × Cr$ 600,00/kVA = **Cr$ 4.560,00**

b. Para fator de potência 0,85 = cos 31,8°
A potência total, 6.500 kW, permanece a mesma e, assim,
Os kVA finais do sistema são reduzidos para $\dfrac{6.500}{0,85}\,\text{kW} = 7.650\ \text{kVA}$
Os kvars finais do sistema são reduzidos a 7.650 kVA × sen 31,8° =
= 4.030 kvars
Assim, os kvars necessários à correção = 7.600 − 4.030 = 3.570 kvars

Para o FP de 0,85 os kVA do compensador síncrono =
= **3.570 kVA** (desprezando as perdas)
Custo do compensador síncrono = 3.570 kVA × Cr$ 600,00/kVA =
= **Cr$ 2.142,00**
ou seja um custo menor que o de (a) acima.

8-21. CÁLCULO DA MELHORA DO FATOR DE POTÊNCIA DO MOTOR SÍNCRONO UTILIZANDO O MÉTODO KW-KVAR

O cálculo e a predição da melhora do fator de potência produzida pela adição de um motor síncrono é grandemente simplificada pelo método kW-kvar de representação das cargas individuais e combinadas em função das componentes em fase e em quadratura. Não se trata apenas de um método significativo para a determinação do fator de potência final de um sistema, quando se lhe acrescente um motor síncrono. Ele também permite a determinação dos kVA nominais e do fator de potência de um motor síncrono requeridos para acionar uma dada carga e para produzir a correção necessária para aumentar o fator de potência total do sistema até um valor predeterminado. Os seguintes dois exemplos ilustram duas aplicações do método.

EXEMPLO 8-9: A carga em um sistema trifásico consiste de 40.000 kW a um fator de potência de 0,8 em atraso. Um motor de indução de 7.500 HP usado, que operava a um fator de potência de 0,75 em atraso e a um rendimento de 91 %, deve ser substituído por um motor síncrono da mesma potência em HP, operando ao fator de potência unitário ou a um fator de potência em avanço, com o mesmo rendimento. Calcule:

a. O fator de potência total do sistema utilizando um motor síncrono de fator de potência unitário.
b. O fator de potência total do sistema usando um motor síncrono de FP 0,8 em avanço.
c. A diferença nas capacidades em kVA dos dois motores síncronos.

Solução:

O motor síncrono opera com o mesmo rendimento do motor de indução que ele substituiu e, por isso, a potência total do sistema permanece inalterada. A solução envolve a construção de uma tabela que mostra o estado original do sistema, a alteração, e o estado final. Na tabela, os kvars em atraso são mostrados como quantidades negativas e os kvars em avanço como quantidades positivas. Todos os valores calculados nas tabelas estão sublinhados. A tabela, para cada parte da solução, é mostrada imediatamente após os cálculos correspondentes àquela

a. $\text{kVA originais} = \dfrac{40.000\ \text{kW}}{0{,}8\ \text{FP}} = 50.000\ \text{kVA}$

$\text{kvars originais} = 50.000\ \text{kVA} \times 0{,}6 = 30.000\ \text{kvars}$

$\text{kW do motor de indução} = \dfrac{7.500\ \text{HP} \times 746\ \text{W/HP}}{1.000\ \text{W/kW} \times 0{,}91} = 6.150\ \text{kW}$

$\text{tg}\,\theta\ \text{final} = \dfrac{23.380\ \text{kvars}}{40.000\ \text{kW}} = 0{,}584;\ \theta = \text{tg}^{-1}\,0{,}584 = 30{,}3°$

$\cos\,\theta = \cos\,30{,}3° = \mathbf{0{,}8625}$ **em atraso**

$\text{kVA finais} = \dfrac{\text{kW}}{\cos\,\theta} = \dfrac{40.000}{0{,}8625} = \mathbf{46.300\ kVA}$

ESTÁGIO DO SISTEMA	KW	KVARS	KVA	$\cos\theta$ FP
Original	40.000	−30.000	50.000	0,8 em atraso
Com Motor de Indução Removido	−6.150	−6.620	8.200	0,75 em atraso
Com Motor Síncrono Acrescido	+6.150	0	6.150	1,0
Final	40.000	−23.380	46.300	0,8625

b. kVA do motor síncrono $= \dfrac{6.150 \text{ kW}}{0{,}8 \text{ FP}} = 7.680$ kVA

kvars do motor síncrono em avanço = 7.680 kVA × 0,6 = 4.620 kvars

kvars finais do sistema = − 30.000 − (− 6.620) + 4.620 = − 18.760 kvars

$\text{tg}\,\theta \text{ final} = \dfrac{18.760}{40.000} = 0{,}468;\ \theta = \text{tg}^{-1}\,0{,}468 = 25{,}1°$

$\cos\theta = \cos 25{,}1° =$ **0,905 em atraso**

kVA finais $= \dfrac{\text{kW}}{\cos\theta} = \dfrac{40.000}{0{,}905} =$ **44.200 kVA**

ESTÁGIO DO SISTEMA	KW	KVARS	KVA	$\cos\theta$ FP
Original	40.000	−30.000	50.000	0,8 em atraso
Com Motor de Indução Removido	−6.150	−6.620	8.200	0,75 em atraso
Com Motor Síncrono Acrescido	+6.150	+4.620	7.680	0,8 em avanço
Final	40.000	−18.760	44.200	0,905 em atraso

c. O motor síncrono tem a capacidade de 6.150 kVA quando funciona a um fator de potência unitário. O motor síncrono tem a capacidade de 7.680 kVA quando funciona a um fator de potência de 0,8 em avanço.
O uso de um motor síncrono de fator de potência de 0,8 em avanço requer (7.680 − 6.150) = **1.530 kVA** adicionais.

EXEMPLO 8-10: Uma carga de 500 kVA funciona com um fator de potência de 0,65 em atraso. Deseja-se acrescentar ao sistema um motor síncrono de 200 HP com um rendimento de 88 por cento, e trazer a carga final do sistema (incluindo o motor a ser acrescentado) a um fator de potência de 0,85 em atraso. Calcule:

a. Os kVA e o fator de potência do sistema com o motor acrescido.
b. A capacidade em kVA do motor síncrono e o fator de potência em que ele irá funcionar.

Solução:

kW originais = 500 kVA × 0,65 = 325 kW
kvars originais = 500 kVA × 0,76 = 380 kvars

kW do motor síncrono $= \dfrac{200 \text{ HP} \times 746 \text{ W/HP}}{1.000 \times 0{,}88} = 169{,}5$ kW

Os resultados da solução são apresentados na tabela abaixo, na qual os valores calculados estão sublinhados; os kvars em atraso são mostrados como quantidades *negativas* na tabela, e aqueles em avanço são mostrados como quantidades *positivas*.

a. kW finais = 325 + 169,5 = 494,5 kW

$$\text{kVA finais do sistema} = \frac{494{,}5\ \text{kW}}{0{,}85} = \mathbf{582\ kVA}$$

Fator de potência do sistema = kW/kVA = 494,5/582 = **0,85 em atraso**

kvars finais do sistema = 582 kVA × 0,525 = − 306 kvars (em atraso)

b. kvars do motor síncrono = kvars finais − kvars originais =
= − 306 − (− 380) = + 74 kvars em avanço

$$\text{tg}\ \theta \text{ do motor síncrono} = \frac{\text{kvars}}{\text{kW}} = \frac{74}{169{,}5} = 0{,}436$$

$\theta = \text{tg}^{-1}\, 0{,}436 = 23{,}6°$

Fator de potência do motor, $\cos\theta_m = \cos 23{,}6° =$ **0,916 em avanço**

$$\text{Capacidade em kVA do motor síncrono} = \frac{\text{kW}}{\cos\theta} = \frac{169{,}5}{0{,}916} = \mathbf{185\ kVA}$$

ESTÁGIO DO SISTEMA	KW	KVARS	KVA	cos θ FP
Original	325	-380	500	0,65 em atraso
Com Motor Síncrono Acrescido	169,5	+74	185	0,916 em avanço
Final	494,5	-306	582	0,85 em atraso

8-22. USO DO COMPENSADOR SÍNCRONO COMO REATOR SÍNCRONO

Normalmente o compensador síncrono é operado a uma excitação constante e máxima e ligado à linha na extremidade *receptora* de uma fábrica ou instalação. Uma vez que é antieconômico corrigir o fator de potência a plena carga até atingir-se o fator de potência unitário (Seç. 8-20), a capacidade em kVA do compensador é consideravelmente menor que os kVA totais drenados pela instalação a plena carga. Se a carga do sistema cai durante um período de 24 horas, o fator de potência tenderá a aumentar, porque os kVA nominais do compensador serão maiores que os kVA drenados pela carga, proporcionalmente.

A tensão na extremidade de uma linha de transmissão que fica próxima à carga, V_r, é representada na Fig. 8-26 como alimentando uma carga I_L, com um fator de potência em atraso correspondente ao ângulo θ. A queda na impedância da linha de transmissão, I_Z, é primariamente indutiva quando as linhas carregam a corrente de carga, fazendo com que a tensão V_r, na extremidade da linha próxima à carga, seja consideravelmente menor que a tensão E_i no início da linha. Por outro lado, se a carga cai a zero devido a capacitância distributiva da linha, a linha passa a consumir uma corrente reativa I_c que, para a mesma tensão apli-

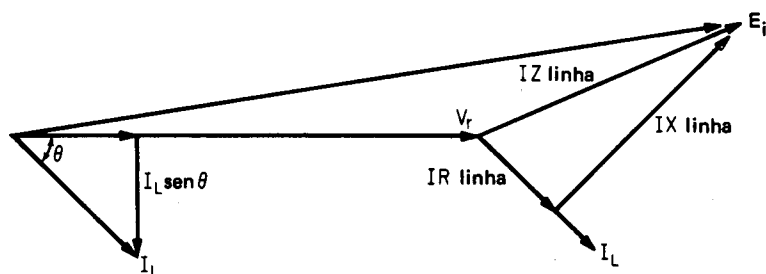



Fig. 8-26 — Estado original representando tensões na entrada e junto à carga para plena carga.

cada no início da linha, E_i, produzirá na extremidade próxima à carga uma tensão V_r que *excede* de muito o valor de E_i.

Em vez de manter a excitação do compensador síncrono constante, devemos, pois, controlá-la através de um regulador de tensão de um sistema realimentado, no qual a excitação CC seja *reduzida* conforme a carga decresce e a tensão CA na instalação cresce. Uma vez que uma diminuição de carga produz um aumento da tensão na extremidade da linha junto a ela, é simples obter-se um controle linear e acurado em toda faixa de variação da carga e da excitação do compensador síncrono. Quando a carga cai a zero, como mostra a Fig. 8-27, e a queda na linha

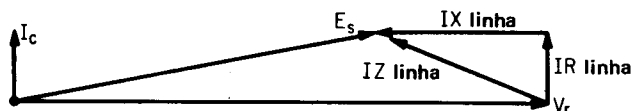



Fig. 8-27 — Condição original representando tensões na entrada e junto à carga, a vazio.

é capacitiva, é necessário contrabalançá-la *subexcitando* a máquina síncrona de modo que ela funcione como um reator síncrono, produzindo uma queda *indutiva* devida à corrente indutiva, I_r, drenada, pelo equipamento, do sistema de suprimento. A Fig. 8-28 mostra a relação entre E_s e V_r a plena carga e a vazio. Note-se que a relação entre as duas tensões junto à carga é exatamente a *mesma*. Um compensador síncrono, utilizado desta maneira, mantém uma tensão constante aplicada à carga, independentemente de variações no valor da corrente e no seu fator de potência.

(a) Correção para plena carga. (b) Correção a vazio.

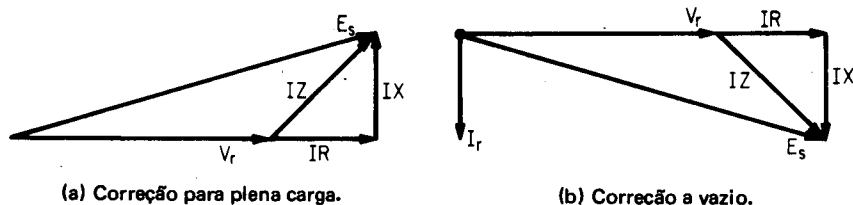



Fig. 8-28 — Efeito do reator síncrono sobre uma linha de transmissão.

8-23. UTILIZAÇÃO DO MOTOR SÍNCRONO PARA VARIAÇÃO DE FREQÜÊNCIA

Estabeleceu-se previamente que, devido à sua característica de *velocidade constante*, o motor síncrono pode ser utilizado para acionar um gerador CC derivação, que mantenha uma tensão CC relativamente constante desde a vazio até plena carga. Devido à sua característica de velocidade constante, ele pode também ser utilizado para acionar um alternador CA mono ou polifásico, de várias freqüências, mantendo uma tensão CA constante bem como constante a freqüência do alternador.

Há vantagens específicas inerentes ao uso de equipamentos de freqüências mais elevadas, embora as perdas tendam a aumentar com a freqüência. Para a mesma capacidade em HP ou kVA, uma máquina ou um transformador de freqüência mais alta pode ser de menor tamanho, requerendo menos ferro para obter o mesmo grau de saturação magnética. Mais ainda, a 60 Hz a máxima velocidade possível com um motor síncrono bipolar é 3.600 rpm ($N_s = 120f/P$). A fim de obter-se maiores velocidades nas máquinas, é necessário empregar-se um *variador de freqüência.*

Um conjunto motor-gerador CA no qual ocorre uma variação de freqüência é chamado *variador de freqüência.* Desde que o motor síncrono é acoplado ao alternador, eles estão ambos operando à mesma velocidade e, portanto,

$$N_s = \frac{120 f_a}{P_a} = \frac{120 f_m}{P_m}$$

ou

$$\frac{f_a}{P_a} = \frac{f_m}{P_m} \tag{8-29}$$

onde f_a e f_m são freqüências em Hz do alternador e do motor, respectivamente, e P_a e P_m são os números de pólos do alternador e do motor, respectivamente.

EXEMPLO 8-11: Determine as velocidades e os números de pólos do alternador e do motor, respectivamente, para três diferentes variadores de freqüência que permitirão a conversão de freqüência de 60 para 400 Hz.

Solução:

Desde que $P_a/P_m = f_a/f_m = 400/60$ ou 20/3, a relação f_a/f_m determina as combinações de pólos e velocidades. A primeira combinação deve ter 40 pólos no alternador e seis pólos no motor síncrono a uma velocidade

$$N_s = \frac{120f}{P} = \frac{120 \times 60}{6} = 1.200 \text{ rpm}$$

A segunda combinação é um número múltiplo de 20/3 = 80/12, ou 80 pólos no alternador e 12 pólos no motor síncrono a uma velocidade de 600 rpm.
A terceira combinação é 20/3 vezes 6/6, ou 120 pólos no alternador e 18 pólos no motor síncrono a uma velocidade de 400 rpm.

8-24. O MOTOR SUPERSÍNCRONO

O termo *síncrono* se refere normalmente à velocidade. O motor supersíncrono *não* opera à velocidade supersíncrona, sendo seu nome discordante de seu funcionamento. Melhor seria chamá-lo motor de *supertorque*. O motor foi desenvolvido pela General Electric para suprir as necessidades de um motor síncrono que tivesse condições intrínsecas de partida sob cargas elevadas. Na Seç. 8-6, descreveu-se o rotor tipo símplex como uma construção especial que tinha cinco anéis coletores e empregava um rotor bobinado em combinação com um enrolamento de campo CC. O motor síncrono com rotor símplex pode desenvolver torques entre 250 e 300% do torque a plena carga.

O motor "supersíncrono" é capaz de desenvolver o torque *máximo* [Fig. 8-24, Eq. (8-28)] *na partida*. Ele requer, entretanto, uma construção especial e é, provavelmente, o motor mais dispendioso de seu tipo para uma dada capacidade em HP. O rotor é padronizado, do tipo rotor em gaiola, com um enrolamento CC trazido aos anéis coletores situados no eixo do rotor. Ele é acoplado diretamente à carga mecânica a ser acionada. Todo o estator, entretanto, é montado livre para girar sobre rolamentos, como num dinamômetro CA. Mas, enquanto este último tem seus deslocamentos angulares limitados, o estator do motor supersíncrono é livre para girar nos seus apoios podendo atingir a velocidade síncrona. O enrolamento da armadura do estator, por isso, é também excitado através de anéis coletores e normalmente parte com uma tensão reduzida através de um variac trifásico ou de um regulador de indução. Um grande freio atua no lado externo da carcaça do estator, para produzir uma fixação do estator na sua posição de funcionamento.

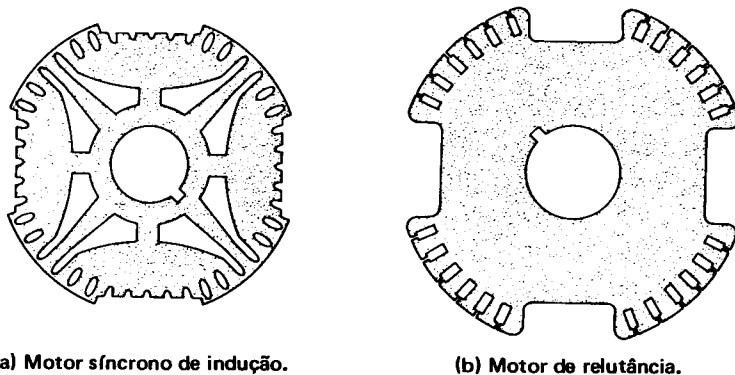
Como o rotor é acoplado à carga, quando se aplica uma tensão CA reduzida, polifásica, ao estator, com os freios soltos, o torque tipo motor de indução, produzido pelos pólos do rotor, reage em relação aos condutores do "estator"; esta reação sujeita o estator a um torque de sentido oposto ao da rotação da carga (Fig. 8-3a). O estator adquire velocidade conforme aumenta a tensão a ele aplicada; e, quando ele atinge a velocidade síncrona, a tensão nominal CA estará aplicada além da excitação de campo CC. O estator entra em sincronismo com o rotor parado, mantido assim pela inércia da carga fixa e elevada que está acoplada ao seu eixo. Nesse instante, o motor está funcionando como um motor síncrono a vazio, gerando uma fcem que limita a corrente do estator.

O freio é agora lentamente aplicado ao estator girante. Desde que o motor síncrono *deve* girar à velocidade síncrona, a redução na velocidade do estator deve ser feita pela rotação do rotor no sentido oposto, isto é, para uma velocidade síncrona de 1.800 rpm, uma velocidade de 1.790 rpm no sentido anti-horário requer uma velocidade do rotor de 10 rpm no sentido horário. O ângulo de torque α, portanto, aumenta para suprir o torque máximo na partida face à grande carga aplicada. A corrente da armadura, embora elevada, é limitada pela fem gerada no estator. Reduzindo a velocidade do estator, pelo aumento da frenagem, teremos um aumento da velocidade do rotor, até que o estator fique em repouso e o rotor gire à velocidade síncrona com a plena carga aplicada. Os motores supersíncronos são, pois, motores síncronos de torque máximo, capazes de *partir* e funcionar a torques de 300 a 350% do torque de plena carga.

8-25. TIPOS ESPECIAIS DE MOTORES SÍNCRONOS QUE NÃO EMPREGAM EXCITAÇÃO CC NO CAMPO

A discussão das seções precedentes tratou de motores síncronos polifásicos, nos quais a excitação dos pólos do rotor é feita por corrente contínua podendo, pois, ser variada. Há, entretanto, tipos de motores síncronos que não empregam excitação CC no campo, e esses tipos se enquadram em duas categorias: (1) motores síncronos não-excitados, não empregando qualquer tipo de excitação do campo; e (2) motores de campo excitado por CA ou motores "sincros". Os motores "síncronos", que caem na última categoria (empregando excitação CA no campo), serão discutidos posteriormente no Cap. 11, juntamente com outras máquinas especiais. Os vários outros tipos de motores síncronos não-excitados que caem na primeira categoria, quer mono quer polifásicos, são estudados neste capítulo.

8-26. O MOTOR SÍNCRONO DE INDUÇÃO

Este motor foi desenvolvido a partir de uma demanda de motores síncronos polifásicos que tivessem torque de partida nos tamanhos menores (abaixo de 50 HP), sem necessitar excitação CC no campo, e que possuíssem as características de velocidade constante do motor síncrono. O rotor consiste de um enrolamento em gaiola de esquilo (fundida ou bobinada), distribuído uniformemente na periferia do rotor em ranhuras, conforme mostra a Fig. 8-9a. Quando uma corrente alternativa polifásica é aplicada à armadura do estator polifásico padronizado, o motor parte como um motor de indução. Devido ao rotor de pólos salientes, visto na Fig. 8-29a, o motor entra em sincronismo com grande facilidade e desenvolve rapi-

(a) Motor síncrono de indução.

(b) Motor de relutância.

Fig. 8-29 — Diferença entre as laminações e os enrolamentos de indução para partida e funcionamento de motores síncronos não excitados (tipo de histerese).

damente o torque máximo das máquinas de pólos *salientes*, vistas na Fig. 8-24 e discutidas nos últimos parágrafos da Seç. 8-17. Assim, o motor síncrono de indução desenvolve um torque de relutância (proporcional ao sen 2 α) e é chamado algumas vezes de motor *polifásico de relutância.* Mas, mesmo esta denominação resulta

imprecisa, uma vez que o motor síncrono de indução opera segundo uma característica de torque que é a *combinação* da do motor síncrono com a do motor de indução, como mostra a Fig. 8-30. Quando projetado com enrolamentos de alta resistência no rotor, conseguem-se torques de partida da ordem de 400% em relação aos de plena carga. Por outro lado, o uso de enrolamentos de alta resistência no rotor resulta num acréscimo do escorregamento (Seç. 8-5), numa redução do rendimento, e em menores possibilidades de que o rotor entre em sincronismo sob carga por efeito do torque de relutância. Como mostra a Fig. 8-30, a entrada em sincronismo se dá a um torque que está algo acima do torque nominal de plena carga.

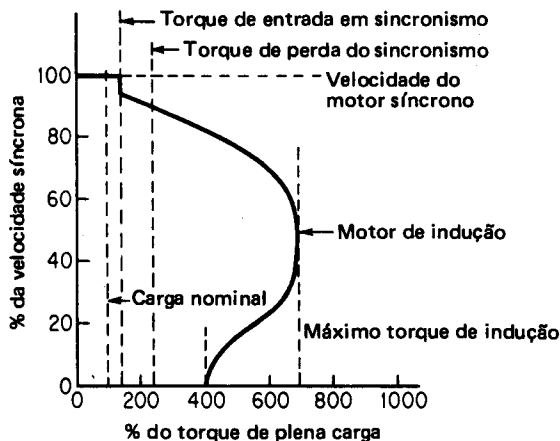



Fig. 8-30 — Características torque-velocidade do motor síncrono de indução.

Como um motor síncrono, o síncrono de indução operará à velocidade constante até cargas um pouco além de 200% da carga nominal. Se a carga aplicada exceder aos 200% do torque de plena carga, ele cai até sua característica de indução, onde continuará a funcionar como motor de indução até quase 700% do torque de plena carga. Uma vez que o torque de saída de sincronismo do motor síncrono corresponde a uma terça parte daquele do motor de indução, a carcaça do estator de um motor síncrono de indução é *três vezes maior* em tamanho que a de um motor de indução comum, da mesma potência nominal em HP. Mais ainda, desde que ele funciona desde a vazio até a plena carga como um motor síncrono não-excitado [Eq. (8-27)], um aumento no ângulo de torque faz com que, por falta de excitação, o motor solicite uma corrente elevada e em atraso, a um baixo fator de potência. Isto também resulta num rendimento reduzido e na necessidade de maiores tamanhos de carcaças para dissipar o calor.

Em motores de potência relativamente baixa, tais como o motor síncrono de indução, os problemas criados pelo maior tamanho e peso, pelo menor rendimento, e pela corrente em atraso não são importantes em vista das vantagens, tais como a velocidade constante, a rigidez, a falta de excitação CC, os elevados torques

de partida e de funcionamento, e a manutenção mínima que caracteriza os motores do tipo síncrono de indução. Os motores síncronos polifásicos com excitação CC são raramente construídos abaixo de 10 HP nos dias atuais, exceto por encomenda especial, uma vez que motores polifásicos síncronos de indução encontram-se à disposição até 50 HP (e, por encomenda especial aos fabricantes, até 100 HP).

8-27. MOTOR DE RELUTÂNCIA

Motores síncronos de indução, monofásicos, de pólos *salientes* são normalmente chamados de *motores de relutância.* Se o rotor de qualquer motor monofásico de indução, de circuito magnético uniformemente distribuído, for alterado de modo que as laminações tendam a produzir pólos *salientes* no rotor, conforme mostra a Fig. 8-29b, a relutância do caminho do fluxo através do entreferro será maior onde não haja condutores embebidos nas ranhuras. Um tal motor, entrando em funcionamento como motor de indução, entrará em sincronismo com o campo pulsante CA monofásico por seu torque de relutância (Seçs. 1-2 e 8-17) desenvolvido nos pólos de ferro salientes que têm entreferro de menor relutância.

As características de torque-velocidade de um motor de relutância monofásico típico são as representadas na Fig. 8-31. O motor parte em algum ponto cujo torque esteja entre 300 e 400% de seu torque de plena carga (dependendo da posição do rotor, uma vez que ele é assimétrico em relação aos enrolamentos de campo) como se fosse um motor bifásico (Seç. 9-3), como resultado do campo magnético girante criado pelos enrolamentos de partida e de funcionamento (deslocados de 90° no espaço e no tempo). A três quartos da velocidade síncrona, uma chave centrífuga abre o enrolamento auxiliar, e o motor continua a desenvolver um torque monofásico, devido ao seu enrolamento de funcionamento. À medida que se aproxima da velocidade síncrona, o torque de relutância (desenvolvido como num motor síncrono) é suficiente para fazer o motor entrar em sincronismo com o campo pulsante monofásico. O motor funciona com um motor síncrono não-

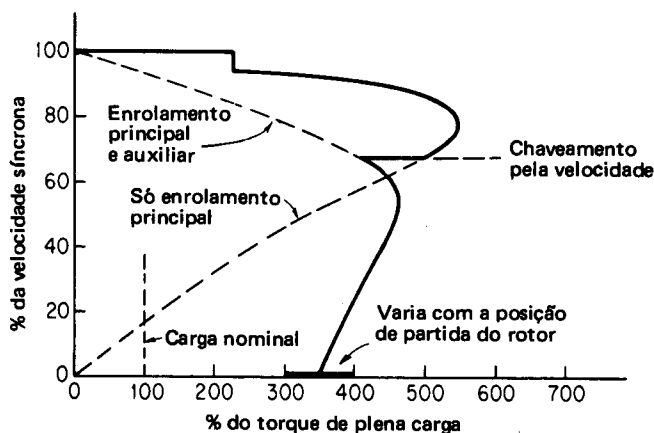



Fig. 8-31 — Características de velocidade-torque do motor de relutância.

excitado, monofásico e de velocidade constante até cargas um pouco acima de 200% de seu torque nominal. Se ele for carregado acima desse valor de torque máximo, ele continuará a funcionar como motor de indução até cerca de 500% de seu torque nominal.

8-28. MOTOR DE HISTERESE

Os motores síncronos de indução monofásicos, de rotor cilíndrico (pólos *não salientes*) ou de pólos ranhurados são classificados como *motores de histerese.* A diferença entre este motor e o da seção precedente está (1) na *forma* do rotor e (2) na *natureza* do torque produzido. Enquanto o motor de *relutância* entra em sincronismo e funciona a partir de um torque de *relutância,* o motor de *histerese* entra em sincronismo e funciona a partir de um torque de *histerese.* As laminações do tipo histerese, vistas na Fig. 8-23, são normalmente feitas de aço endurecido de alta retentividade, em vez do aço normalmente utilizado em máquinas de baixa retentividade.

Como resultado de um campo magnético girante, produzido pelo estator de fase dividida ou de pólo ranhurado (Cap. 10), induzem-se correntes parasitas no ferro do rotor, que se desloca através dos caminhos das duas barras do rotor vistas na Fig. 8-32a. Um aço de elevada retentividade produz uma perda por histerese elevada, e uma quantidade apreciável de energia é consumida ao campo girante, na inversão da direção da corrente do rotor. Ao mesmo tempo, o campo magnético do rotor estabelecido pelas correntes parasitas faz com que o rotor gire. Produz-se um torque de partida elevado, como resultado da elevada resistência do rotor (proporcional às perdas por histerese). Conforme o rotor se aproxima da velocidade síncrona, passa a decrescer a freqüência com que se inverte o sentido da corrente nas barras cruzadas, e o rotor se torna permanentemente magnetizado num sentido, como resultado da alta retentividade do rotor de aço. Com dois pólos de campo, o rotor da Fig. 8-32a desenvolverá uma velocidade de 3.600 rpm a 60 Hz. O motor funciona como um motor de histerese com base no torque de histerese, porque o rotor está magnetizado permanentemente.

(a) Rotor de histerese. (b) Rotor subsíncrono.

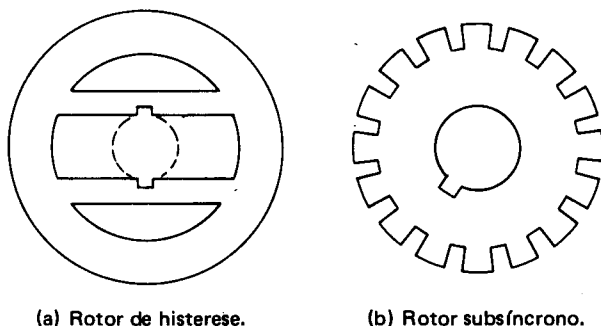



Fig. 8-32 — Dois tipos de laminações de alta retentividade de motores síncronos não-excitados (tipo histerese).

O valor do torque produzido, como resultado dessa magnetização, não é tão grande quanto o torque de relutância. Mas o torque de histerese é *extremamente* estável, em amplitude e fase, a despeito de flutuações da fonte de energia e por isso é muito utilizado para acionar toca-discos e gravadores de fita. Uma vez que o torque de relutância pode ser produzido mais barato que o torque de histerese para os mesmos motores de fração de HP (fracionários), os motores síncronos de histerese de alto-torque e boa qualidade são mais baratos que motores síncronos de torque de relutância da mesma capacidade.

8-29. MOTOR SUBSÍNCRONO

Outro tipo de motor de histerese é o *motor subsíncrono,* cuja laminação saliente dos pólos (ainda que com envoltório cilíndrico), é vista na Fig. 8-23b. Este motor arranca da mesma maneira que o motor de histerese acima descrito. À velocidade síncrona, os pólos do rotor induzidos num motor de histerese ficam em posições fixas na superfície do rotor, conforme este gira em sincronismo com o campo magnético girante do estator. Deve-se também notar que o torque de histerese é efetivo quando ambos os rotores giram (Fig. 8-32) a velocidades inferiores à síncrona. Por exemplo, a laminação do rotor subsíncrono da Fig. 8-32b tem 16 pólos e girará a 450 rpm. Mas o torque de histerese, ao contrário do de relutância, é independente da velocidade do rotor. Se o rotor está girando a uma velocidade inferior à síncrona, os pólos induzidos (que devem estar na velocidade síncrona, uma vez que são induzidos pelo campo magnético girante do estator) movimentam-se na superfície do rotor a uma velocidade de "escorregamento", isto é, uma velocidade igual à diferença entre a velocidade síncrona e a do estator.

No caso de um motor subsíncrono, se o torque aplicado é *grande demais* para a sua velocidade síncrona normal, com base no número de pólos salientes, o motor girará a uma velocidade subsíncrona determinada por um número inteiro múltiplo do número de pólos de laminação (32 pólos ou 225 rpm nesse caso). Desde que o torque varia inversamente com a velocidade, à medida que esta decresce mais torque será desenvolvido pelo motor subsíncrono. Com esta redução elétrica, o motor subsíncrono pode fornecer torques bastante elevados a uma velocidade lenta e constante.

Uma distinção final entre o torque de relutância e o de histerese é que todos os motores de torque de relutância necessitam do torque de partida de motores de indução para atingirem velocidades próximas da síncrona, onde possa ocorrer o sincronismo em face do torque de relutância (Seçs. 1-2 e 8-17), e o motor funcione como motor de relutância a uma velocidade síncrona e constante. Nenhum motor de relutância tem, pois, condições de partida por seus próprios meios.

Os motores de histerese e subsíncronos *são* de autopartida (como resultado de um enrolamento de partida ou da utilização dos pólos ranhurados) e entram em sincronismo, desenvolvendo uma resistência elevada do rotor devido às perdas por histerese, e, conseqüentemente, torques de partida bastante elevados, mas torques de funcionamento menores nos motores de histerese que nos de torque de relutância.

8-30. FONTES ESTÁTICAS — FONTES PARA ALIMENTAÇÃO CC DO CAMPO ATRAVÉS DE COMPONENTES DE ESTADO SÓLIDO

Desde que não se dispõe facilmente de CC na maioria das instalações, os motores síncronos polifásicos maiores são equipados com uma excitatriz (um gerador-derivação CC auto-excitado), montada no mesmo eixo do motor, conforme se descreveu na Seç. 8-4. O desenvolvimento recente, de retificadores de silício com altas capacidades de corrente, encorajou a construção de motores síncronos sem excitatrizes e também sem escovas.

Em lugar da excitatriz, uma fonte de suprimento de potência estática é facilmente obtenível a partir da fonte que também alimenta o estator do motor síncrono. Tal fonte é vista na Fig. 8-33, na qual uma transformação Δ-Y (Seç. 13-14) fornece a desejada tensão CA reduzida, que, por sua vez, será retificada para fornecer a tensão CC necessária. Utilizam-se seis retificadores de silício para que se faça a retificação da onda completa, e quatro supressores de tensões de surto para eliminar os danos que os transitórios de tensão poderiam causar aos retificadores.

O capacitor C, na saída, atua como um filtro suavizante que fornece uma tensão CC, quase pura, ao campo do motor síncrono, através das escovas que são ligadas aos anéis coletores do rotor do motor síncrono.

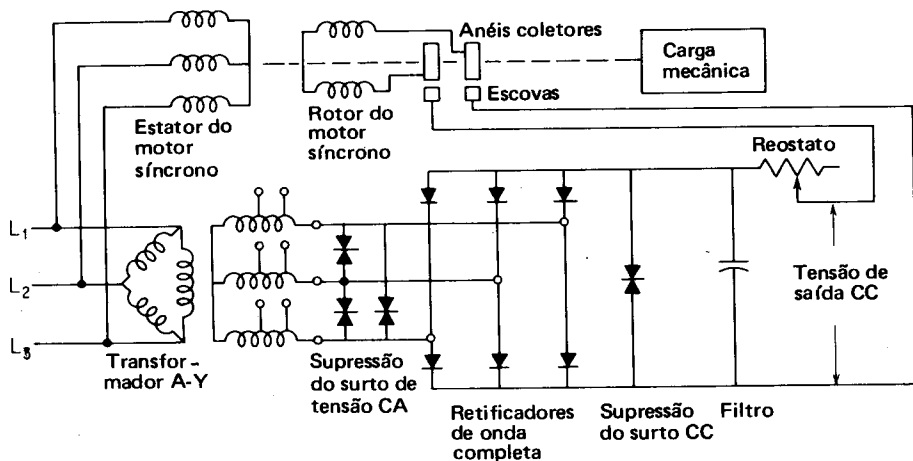



Fig. 8-33 — Suprimento estático CC a partir de componentes de estado sólido para motor síncrono.

8-31. MOTORES SÍNCRONOS SEM ESCOVAS

A eliminação da excitatriz no eixo de um motor síncrono elimina os problemas associados à comutação de geradores CC, como o faiscamento das escovas ligadas ao comutador. Mas, como se vê na Fig. 8-33, é ainda necessário fornecer CC ao campo através das escovas e dos anéis coletores. A fim de eliminar completamente

a manutenção de anéis coletores e escovas, desenvolveu-se o *motor síncrono sem escovas*.

Um bloco-diagrama de um tipo de motor síncrono sem escovas aparece na Fig. 8-34. Efetivamente, o sistema incorpora a retificação da Fig. 8-33 com as seguintes modificações:

1. Os retificadores de silício da Fig. 8-33 são substituídos por tiristores (retificadores controlados de silício).
2. Os tiristores são controlados por transistores que controlam a sua tensão de saída CC.
3. O transformador da Fig. 8-33 é substituído por um alternador CA que tenha seu campo estacionário e a armadura polifásica girante, na qual são geradas as tensões. A excitação CC do motor síncrono é controlada por um variador monofásico, que excita o campo CC estacionário do alternador polifásico, que está no mesmo eixo do campo do rotor do motor síncrono, como mostra a Fig. 8-34.
4. O rotor do motor síncrono, da Fig. 8-34, carrega a armadura do alternador, o sistema estático de controle CC e de retificação, que consiste dos transistores e dos tiristores descritos acima, e o campo do rotor do motor síncrono.

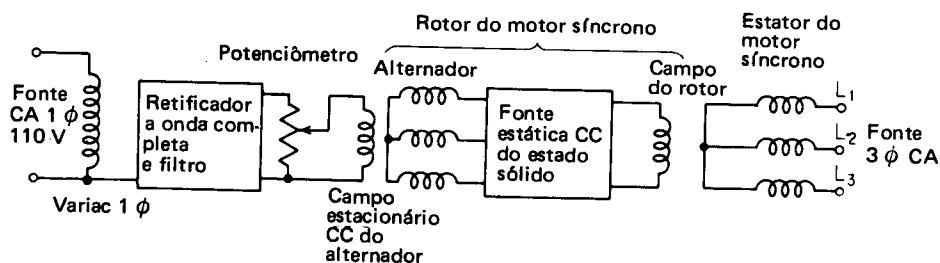



Fig. 8-34 — Representação tipo bloco-diagrama de um motor síncrono sem escovas.

As modificações acima descritas, vistas na Fig. 8-34, fornecem meios de controlar-se a excitação CC do campo de um motor síncrono, sem necessidade de excitatrizes ou escovas de nenhuma espécie.[8]

BIBLIOGRAFIA

1. ALGER, P. L. *The nature of polyphase induction machines*. New York, 1951.
2. — & ERDELYI, E. Electromechanical energy conversion. *Electro-Technology*, Sept. 1961.
3. AMERICAN STANDARDS ASSOCIATION. *Synchronous generators and motors*. New York, (ASA C50.1).
4. ANDERSON, W. A. & HAEGH, J. E. Two-speed non-excited synchronous motors. *Electro-Technology*, Jan. 1959.
5. BEKEY, A. New high-performance designs for small synchronous motors. *Electro-Technology*, Nov. 1961.
6. BEWLEY, L. V. *Alternating current machinery*. New York, Mcmillan, 1949.
7. —. *Tensor analysis of electrical circuits and machines*. New York, Ronald Press, 1961.

[8]ROSENBERRY, G. M. The brushless synchronous motor. *Electrical Manufacturing*, june 1960.

8. CARR, C. C. *Electrical machinery.* New York, John Wiley, 1958.
9. CROSNO, C. D. *Fundamentals of electromechanical conversion.* New York. Harcourt. Brace, Jovanovich. 1968.
10. DANIELS. *The performance of electrical machines.* New York, McGraw-Hill, 1968.
11. DINEEN, R. J. The synduction motor. *Allis-Chalmers Electrical Review,* Fourth Quarter, 1956.
12. FITZGERALD, A. E. & KINGSLEY, C. *The dynamics and statics of electromechanical energy conversion.* 2. ed. New York, McGraw-Hill, 1961.
13. FITZGERALD, A. E.: KINGSLEY, JR. C.: KUSKO, A. *Electric machinery.* 3. ed. New York, McGraw-Hill, 1971.
14. GEMLICH, D. K. & HAMMOND, S. B. *Electromechanical systems.* New York, McGraw-Hill, 1967.
15. HINDMARSH, J. *Electrical machines.* Elmsford, Pergamon Press, 1965.
16. "HYBRID" synchronous-induction motor. (Staff Report.) *Electrical Manufacturing,* May, 1956.
17. JONES, C. V. *The unified theory of electrical machines.* New York, Plenum, 1968.
18. KOENIG, H. E. & BLACKWELL, W. A. *Electromechanical system theory.* New York. McGraw-Hill, 1961.
19. LIWSCHITZ, M. M.: GARIK, M.: WHIPPLE, C. C. *Alternating current machines.* Princeton, Van Nostrand, 1946.
20. MAJMUDAR, H. *Introduction to electrical machines.* Boston, Allvn and Bacon, 1969.
21. MCFARLAND, T. E. *Alternating current machines.* Princeton, Van Nostrand. 1948.
22. MEISEL, J. *Principles of electromechanical energy conversion.* New York, McGraw-Hill, 1966.
23. MILLERMASTER, R. A. *Harwood's control of electric motors.* 4. ed. New York, Wiley/Interscience, 1970.
24. MERRIL, F. W. Characteristics of permanent-magnet synchronous motors. *Electrical Manufacturing,* Jan. 1956.
25. —. The permanent field synchronous motor. *Electro-Technology,* Dec. 1961.
26. MOORE, R. C. Synchronous motor torques. *Allis-Chalmers Electrical Review.* Third Quarter, 1959.
27. NASAR, S. A. *Electromagnetic energy conversion devices and systems.* Englewood Cliffs, Prentice-Hall. 1970.
28. O'KELLY & SIMMONS. *An introduction to generalized electrical machine theory.* New York, McGraw-Hill. 1968.
29. PUCHSTEIN, A. F.: LLOYD, R.; CONRAD, A. G. *Alternating current machines.* 3. ed. New York, Wiley/Interscience, 1954.
30. ROBERTSON, B. L. & BLACK, L. J. *Electric circuits and machines.* 2. ed. Princeton, Van Nostrand, 1957.
31. SCHMITZ, N. L. & NOVOTNY, D. W. *Introductory electromechanics.* New York, Ronald Press, 1965.
32. SEELY, S. *Electromechanical energy conversion.* New York, McGraw-Hill, 1962.
33. SELMON. *Magnetoelectric devices: transducers, transformers and machines.* New York Wiley/Interscience, 1966.
34. SKILLING. H. H. *Electromechanics: a first course in electromechanical energy conversion.* New York, Wiley/Interscience, 1962.
35. THALER, G. J. & WILCOX, M. L. *Electric machines: dynamics steady state.* New York, Wiley/Interscience, 1966.
36. WHITE, D. C. & WOODSON, H. H. *Electromechanical energy conversion.* New York, Wiley/Interscience, 1959.

QUESTÕES

8-1. Enumere dois fatores que podem ocasionar a "motorização" de um alternador.

8-2. Indique a equação que determina a velocidade média de um motor síncrono.

8-3. Por que é o motor síncrono um caso especial de máquina duplamente excitada?

8-4. Devido à possibilidade de variação da excitação do campo, quais as três características não usuais que o motor síncrono possui e que mais nenhum outro motor CA (ou CC) tem?

8-5. Indique quatro vantagens dos motores síncronos em relação aos de indução.

8-6. a. Explique por que um motor síncrono não tem torque de partida.
b. Explique por que um motor síncrono ou funciona à velocidade síncrona ou não funciona.

8-7. a. Indique quatro métodos utilizados para a partida de motores síncronos.
b. Explique qual dos métodos acima é mais comumente utilizado e por quê.

8-8. a. Por que é impossível dar partida a um motor síncrono com seu campo CC energizado?
b. O que significa "saltar um pólo" e em que condições ocorre isso?

8-9. a. Descreva a construção de um motor síncrono de um rotor símplex.
b. Quais as vantagens que ele possui em relação às máquinas síncronas CA normais?
c. Compare o torque de partida das máquinas síncronas CA usuais, que arrancam através de enrolamentos amortecedores, com o torque de partida de um motor síncrono com rotor símplex.

8-10. a. Qual a reação ao aumento de carga que ocorre em um motor-derivação permitindo que ele solicite mais corrente da linha?
b. Explique, utilizando a Eq. (8-1), por que um pólo de um rotor de motor síncrono deve atrasar-se na posição de fase, em relação ao fluxo do estator, para que se desenvolva potência sincronizante. Compare o fato com o comportamento do motor-derivação em (a) acima.
c. Explique, utilizando a Eq. (8-2), por que mesmo uma lâmpada estroboscópica seria incapaz de detectar o deslocamento do pólo do rotor com a aplicação de carga ao eixo desse último.

8-11. a. A partir das condições dadas no Exemplo 8-1, defina "excitação normal".
b. Ilustre a excitação normal através de um diagrama fasorial mostrando V_f, I_a, E_r e E_{gf}.
c. Qual é o fator de potência e o ângulo θ a ele associado, nas condições de excitação *normal?*

8-12. Sob as condições de excitação *normal,* descreva o efeito de um aumento de carga sobre:
a. o ângulo de torque, β ou α
b. o ângulo associado ao fator de potência, θ
c. a corrente de armadura, I_a de um motor síncrono.

8-13. Repita as questões 8-12 a, b, e c no que diz respeito ao aumento de carga num motor síncrono que esteja
a. subexcitado
b. sobreexcitado.

8-14. a. Independentemente do estado de excitação de um motor síncrono, explique por que a reação da armadura terá a tendência de melhorar o fator de potência do motor.
b. Com base na sua resposta a (a), explique por que a reação da armadura não é compensada em máquinas CA.

8-15. Dado um motor síncrono que esteja funcionando com carga constante e excitação normal, explique que efeito terão no seu ângulo de torque, α, na sua corrente de armadura, I_a, e no seu ângulo de fase, θ:
a. uma diminuição da excitação
b. um aumento da excitação.

8-16. a. Represente graficamente os resultados da sua resposta à questão 8-15, mostrando as curvas corrente de armadura versus corrente de excitação do campo, e fator de potência versus corrente de campo, para uma dada carga constante. Utilize a corrente de campo no eixo das abscissas.
b. Utilizando apenas um amperímetro CA, explique como a condição de fator de potência unitário é facilmente determinável para qualquer motor síncrono carregado.

8-17. Desenhe as famílias de curvas V de um motor síncrono a vazio, a meia carga e a plena carga, mostrando:
a. a relação entre as correntes de armadura e de campo
b. a relação entre o fator de potência e a corrente de campo.

8-18. Utilizando as curvas desenhadas acima, explique:
a. por que é necessário aumentar-se a excitação para obter-se a corrente mínima com uma dada aplicação de carga
b. por que, para qualquer carga, o fator de potência decresce e a corrente de armadura cresce se a corrente de campo varia acima e abaixo da excitação normal
c. por que um motor síncrono pode estar "sobrecarregado" mesmo sem carga aplicada ao seu eixo.

8-19. Utilizando os dados e a tabela desenvolvida no Exemplo 8-3, explique por que um aumento na excitação do campo produz:
a. uma melhora no fator de potência em atraso
b. uma redução no ângulo de torque para a mesma potência de saída entregue no eixo.

8-20. Estabeleça quatro razões que levem as concessionárias a processar uma melhora no fator de potência total do sistema, para uma dada capacidade de saída em kVA.

8-21. a. Dê uma vantagem inerente de um motor síncrono em relação a um motor de indução como fonte de potência mecânica.
b. Que é um compensador síncrono e como podemos distingui-lo de um motor síncrono?
c. Por que se utilizam três capacidades nominais para motores síncronos e por que os tipos diferem em tamanho para idênticas potências em HP?

8-22. a. Há um limite econômico para a melhora do fator de potência? Qual é ele?
b. Enumere, além da correção do fator de potência, uma aplicação adicional do uso de compensadores síncronos em sistemas de transmissão.
c. Além da correção do fator de potência e da sua utilização como fonte de potência mecânica, dê uma aplicação adicional do motor síncrono.

8-23. Compare os rotores de motores síncronos de pólos salientes e não-salientes que tenham o mesmo estator, no que diz respeito ao
a. valor do torque máximo
b. ângulo de torque, α, em graus elétricos, para o qual ocorre o torque máximo
c. ângulo de torque, α, em graus elétricos, para o qual ocorre o torque nominal.

8-24. a. Descreva a construção de um motor supersíncrono.
b. Compare o torque de partida de um motor supersíncrono com o de um motor síncrono de rotor símplex e com o de um motor síncrono convencional.

8-25. Construa uma tabela que tenha na primeira coluna os seguintes motores síncronos não-excitados: motor síncrono de indução, motor de relutância, motor de histerese e motor subsíncrono. Preencha as colunas seguintes no que diz respeito a: polifásico ou monofásico, rotor cilíndrico ou de pólos salientes, torque máximo de partida, vantagens, desvantagens, características especiais, para todos os motores.

8-26. Enumere as vantagens dos motores síncronos sem escovas em relação aos motores síncronos polifásicos convencionais.

PROBLEMAS

8-1. Calcule:
 a. A freqüência da tensão que deve ser aplicada ao estator de um motor síncrono trifásico, de 220 V, 10 pólos que deve operar a 1.200 rpm
 b. O número de pólos necessario para que um motor síncrono trifásico, de 220 V, opere a uma velocidade de 500 rpm quando se aplica uma tensão de uma rede de 50 Hz ao estator
 c. A velocidade de plena carga de um motor síncrono de 220 V, 60 Hz e 36 pólos.

8-2. Um motor síncrono de 50 HP, fator de potência unitário, 60 Hz, 220 V, ligação estrela tem uma corrente nominal de armadura de 108 A e funciona a uma velocidade de 450 rpm. A excitação do campo do motor é ajustada para produzir uma tensão gerada igual à tensão de linha aplicada a vazio, produzindo um ângulo de torque de 1 grau mecânico. Calcule:
 a. O número de pólos
 b. O número de graus elétricos que mede o defasamento α do rotor em relação ao campo do estator
 c. A tensão de fase resultante, E_r, entre a tensão aplicada e a tensão gerada por fase
 d. O ângulo, δ, entre a tensão resultante, E_r, e a tensão de fase aplicada, V_f
 e. A corrente de fase drenada pelo motor se a impedância de fase é $1{,}0 \angle 84{,}3° \ \Omega$
 f. O fator de potência do motor e θ
 g. A potência total solicitada pelo motor ao barramento e a potência desenvolvida pela armadura.

8-3. Repita o Problema 8-2 para uma carga que produza um ângulo de torque de 2,5 graus mecânicos.

8-4. Repita o Problema 8-2 para uma carga que produza um ângulo de torque de 3 graus mecânicos e uma tensão gerada por fase de 150 V.

8-5. Repita o Problema 8-2 para uma carga que produza um ângulo de torque de 3 graus mecânicos e uma tensão gerada por fase de 100 V.

8-6. A partir dos cálculos realizados para os Problemas de 8-2 a 8-5, inclusive, calcule para cada condição de carga
 a. A potência desenvolvida em HP
 b. O torque desenvolvido em lb-pé
 c. Conclua a respeito dos efeitos de aumentar-se a carga e manter-se a excitação constante (Problemas 8-2 versus 8-3)
 d. Conclua a respeito dos efeitos de manter-se "constante" o ângulo de torque e diminuir-se a excitação (Problemas 8-4 versus 8-5).

8-7. Calcule a potência de saída em HP e o torque se os rendimentos do motor síncrono, para as várias cargas e condições de excitação, são:
 a. 70 por cento no Problema 8-2
 b. 75 por cento no problema 8-3
 c. 85 por cento no Problema 8-4
 d. 80 por cento no Problema 8-5
 e. Saliente as diferenças entre potência e torque *desenvolvidos* em relação à potência e torque de *saída*.

8-8. A carga aplicada ao motor do Problema 8-2 é aumentada até que o ângulo do torque de carga iguale exatamente o ângulo da impedância síncrona, ou seja 84,3°; a excitação é normal. No ponto correspondente ao torque máximo, calcule
 a. A tensão resultante por fase, E_r, entre a tensão aplicada e a tensão gerada, por fase
 b. O ângulo, δ, entre a tensão resultante por fase, E_r, e a tensão aplicada, V_f

c. A corrente de armadura e a sua relação para a corrente nominal (108 A)
d. A potência e o torque desenvolvidos
e. A relação entre a potência e o torque desenvolvidos e os respectivos valores de saída.

8-9. Um motor síncrono de 100 HP, 12 pólos salientes, trifásico, de 220 V, ligação estrela tem uma resistência de armadura de 0,03 Ω e uma reatância síncrona de 0,27 Ω/fase. Imagine que a tensão gerada por fase é sempre igual à tensão aplicada por fase. Para as cargas mecânicas a seguir enumeradas, complete todos os claros da tabela seguinte, fazendo todos os cálculos necessários.

β GRAUS MEC.	α GRAUS ELÉTR.	E_r (V)	I_f (A)	θ	cos θ	W_t (W totais)	P_d (W)
5°							
10°							
	83,5°						
	83,65°						
	84,0°						
15°							
20°							

8-10. A partir da tabela do problema anterior, determine o ponto no qual ocorre o torque máximo. Explique
a. Por que o torque máximo *não* ocorre quando α é igual a 90°
b. O que determina o ponto no qual ocorrerá o torque máximo, ignorando os efeitos da saturação e da reação da armadura
c. Por que a potência desenvolvida não continua a crescer quando crescem o ângulo de torque, E_r e I_a
d. O efeito de uma redução de X_s/R_a (isto é, um rotor mais rígido) sobre o ponto no qual ocorrerá o torque máximo
e. A variação do fator de potência com o aumento de carga.

8-11. No Problema 8-9, a tensão gerada por fase foi imaginada como igual à tensão aplicada pôr fase, embora isso raramente vá ocorrer, mesmo para um fator de potência unitário. Imaginando um rendimento de 88 por cento, para o motor do Problema 8-9, calcule
a. A corrente de armadura a plena carga, as quedas I_aR_a e I_aX_s a plena carga, bem como a tensão gerada a plena carga por fase para o fator de potência unitário. Use qualquer método ou a equação que quiser.
b. O número de graus elétricos, α, entre o estator e o rotor
c. O número de graus mecânicos, β, entre o estator e o rotor
d. A tensão E_r resultante das tensões aplicada e gerada, por fase, e o seu ângulo de fase
e. A potência drenada, pela armadura, do barramento e as perdas elétricas no cobre (apenas da armadura)

f. A potência e o torque internos desenvolvidos a plena carga, para o fator de potência unitário
g. A potência e o torque internos máximos desenvolvidos (a partir da Tabela do Problema 8-9)
h. A relação da potência interna e do torque máximos para os seus respectivos valores nominais.

8-12. Imaginando que não variam os fatores da Eq. (8-28), com exceção de α, calcule
a. A relação do torque máximo para o nominal, utilizando os valores de α obtidos nos Problemas 8-9 e 8-11, respectivamente
b. Aponte as diferenças entre esta relação e a estabelecida no Problema 8-11 (h).

8-13. Um motor síncrono de 100 HP, 550 V, oito pólos, ligação estrela é ligado a uma carga que mantém constantemente um ângulo mecânico de torque de 2,5 graus. A resistência da armadura e a reatância síncrona por fase são, respectivamente 0,2 Ω e 1,8 Ω. Imaginando que a carga permanece constante, independentemente de variações na excitação, quais sejam, de a elevarmos de 225 V para 323 V e 450 V de tensão gerada por fase, calcule e coloque em uma tabela, para uma comparação fácil, os seguintes valores
a. Tensão resultante por fase, E_r
b. Corrente da armadura por fase, I_f
c. Fator de potência
d. Potência de entrada total
e. Torque desenvolvido pelo rotor.

8-14. Para as três excitações dadas no Problema 8-13, calcule o torque máximo desenvolvido pelo rotor e tabele-o de forma análoga à utilizada no problema anterior.

8-15. A partir das tabelas dos Problemas 8-13 e 8-14, explique
a. O efeito do aumento da excitação sobre o torque desenvolvido
b. Por que o fator de potência da tabela do Problema 8-14 está sempre em atraso.

8-16. Um motor síncrono de 100 HP, 2.300 V, oito pólos, ligação estrela é projetado para funcionar num fator de potência de 0,9 em avanço. O rendimento a plena carga é 88 por cento e a resistência e a reatância da armadura por fase são 1Ω e 20Ω, respectivamente. Quando ele entrega a potência nominal no seu respectivo fator de potência, calcule
a. A corrente da armadura, por fase
b. O ângulo de torque em graus elétricos e em graus mecânicos
c. A tensão gerada por fase
d. O ângulo de torque que produzirá uma corrente de armadura que corresponde ao fator de potência unitário, sendo constante a excitação no valor dado em (c)
e. A corrente de armadura para um fator de potência unitário e a sobrecarga em porcentagem
f. A potência de saída em HP para a carga correspondente ao fator de potência unitário, imaginando que o rendimento é 85 por cento.

8-17. Imagine, em relação ao Problema 8-16, que a excitação é reduzida de modo que o motor síncrono funcione com o fator de potência unitário e com a corrente nominal circulando na armadura. Para que isso seja possível, calcule
a. A tensão gerada na armadura, por fase
b. A tensão resultante por fase
c. O ângulo de torque em graus elétricos e mecânicos
d. A potência de saída em HP, para uma carga à qual corresponde um fator de potência unitário, sendo o rendimento de 90 por cento.

8-18. Compare os dados calculados e fornecidos para os Problemas 8-16 e 8-17 com o apêndice da Tabela A-5 e atente para diferenças no que diz respeito
a. À corrente de armadura
b. À potência em HP.

8-19. Calcule a capacidade do compensador síncrono trifásico necessário para elevar o fator de potência de uma carga de 20.000 kW, que funciona a um fator de potência de 0,6 em atraso, para
a. Um fator de potência de 0,8 em atraso (desprezando as perdas do compensador)
b. O fator de potência unitário (imaginando um compensador síncrono com um fator de potência de 10% em avanço)
c. Em (b), qual a potência em quilowatts que pode ser acrescentada ao sistema para produzir os kVA totais originais?

8-20. Um alternador trifásico de 50.000 kVA é carregado até sua capacidade nominal a um fator de potência de 0,7 em atraso. Um compensador síncrono, com um fator de potência de 0,1 em avanço, corrige o fator de potência do sistema para o valor unitário. Calcule:
a. Os quilowatts adicionais que poderão ser supridos pelo alternador à carga, com o fator de potência unitário
b. A capacidade em kVA do compensador síncrono necessária para realizar essa correção.

8-21. Um motor síncrono trifásico de 1.300 HP, com fator de potência de 0,8 supre uma carga mecânica desse valor. O motor é ligado a uma linha, que também alimenta uma carga de 1.200 kVA com um fator de potência de 0,6 em atraso, constituída por vários motores de indução. Imagine que o rendimento do motor síncrono é 90 por cento e calcule
a. Se é possível que o motor síncrono traga o fator de potência da linha para o valor unitário sem que se exceda a capacidade do motor síncrono
b. O fator de potência final do sistema, com o motor síncrono funcionando em sua capacidade nominal, entregando 1.300 HP e estando o motor em sobreexcitação.

8-22. Um motor síncrono trifásico eleva o fator de potência de um sistema de 0,7 para 0,9 quando o ligamos à linha. Se o motor síncrono solicita 500 kVA, a um fator de potência de 0,8 em avanço, qual era a carga original do sistema em kVA antes de acrescentarmos o motor?

8-23. Um alternador polifásico de 20.000 kVA é carregado até a sua carga nominal por motores de indução, o que faz com que o fator de potência vá a 0,6 em atraso. Se um motor de indução de 5.000 HP, funcionando a um FP de 0,65, é substituído por um motor síncrono de 5.000 HP com um fator de potência nominal de 0,8, tendo o mesmo rendimento (isto é, 93 por cento) e a mesma corrente nominal de plena carga, calcule
a. o aumento no fator de potência do sistema
b. o número de kVA adicionais que podem ser utilizados para suprir cargas de lâmpadas incandescentes.

8-24. Uma área industrial tem uma carga de 4.000 kVA a um fator de potência de 0,6 em atraso. Um motor síncrono de 800 HP, com um rendimento de 88 por cento, é acrescido para acionar uma carga mecânica, mas, sobretudo, para melhorar o fator de potência do sistema para 0,9 em atraso. Calcule:
a. o fator de potência no qual funciona o motor síncrono
b. a capacidade nominal, em kVA, do motor síncrono
c. a potência útil do motor síncrono de (b), se ele funciona para acionar uma carga que lhe solicita a capacidade nominal com um fator de potência unitário (imaginando o mesmo rendimento).

8-25. Um conversor de freqüência consiste de duas máquinas síncronas acopladas, sendo o alternador de 10 pólos, 50 Hz acionado por um motor de 60 Hz. Calcule o número de pólos que o motor deve ter.

8-26. Utilizando-se um motor síncrono de 60 Hz para produzir 400 Hz, especifique o menor número de pólos necessários para cada uma das máquinas síncronas, de modo a conseguir-se a conversão de freqüência.

8-27. Repita o Problema 8-26 para o caso de 60 Hz para 25 Hz.

8-28. Um centrifugador de alta velocidade foi projetado para funcionar a uma velocidade constante de 1.000 rpm, a fim de produzir a força centrífuga necessária. Escolhe-se um motor que satisfaz a condição, mas dispõe-se apenas de 60 Hz. Especifique o conversor de freqüência que realizará a conversão necessária para que o motor funcione.

RESPOSTAS

8-1(a) 100 Hz (b) 12 (c) 200 rpm 8-2(a) 16 pólos (b) 8° (c) 17,7 V (d) 86,8° (e) 17,7 A (f) FP 0,999 em avanço (g) 6.750 W, 6.650 W 8-3(a) 16 pólos (b) 20° (c) 46,25 V (d) 79,85° (e) 46,25 A (f) FP 0,998 em atraso (g) 17.550, 16.910 W 8-4(a) 16 pólos (b) 24° (c) 61,8 V (d) 99,3° (e) 61,8 A (f) FP 0,996 em avanço (g) 22.700 W, 21.558 W 8-5(a) 16 pólos (b) 24° (c) 54 V (d) 48,7° (e) 54 A (f) FP 0,813 (g) 16.750 W, 15.876 W 8-6(a) 8,85 HP, 22,65 HP, 29,0 HP, 21,3 HP (b) 103,3; 257; 338; 248 1b-pé 8-7(a) 6,33 HP, 73,8 1b-pé (b) 17,8 HP, 207,5 1b-pé (c) 25,85 HP, 302 1b-pé (d) 17,95 HP, 209,5 1b-pé 8-8(a) 170,3 V (b) 47,8° (c) 170 A, 1,575 (d) 58,2 HP, 678 1b-pé (e) 1,162:1 8-9 P_d apenas: 64.150; 109.400; 123.600, 124.000, 123.800, 123.500, 102.200 8-11 (a) $E_g = 134{,}5$ V (b) 26,55° (c) 4,425° (d) 60,25 V, 83,65° (e) 84.800 W, 4.500 W (f) 107,5 HP, 940 1b-pé (g) 166,3 HP, 1.455 1b-pé 8-13 179,5, 226,5 232,5 1b-pé 8-14 888 1b-pé, 1.072 1b-pé, 1.940 1b-pé 8-16(a) 23,65 A (b) 16.4° (c) 1.580 V (d) 35,85° (e) 46,35 A, 196 por cento (f) 210 HP 8-17(a) 1.387 V (b) 473 V (c) 19,95°, 4,99° (d) 113,5 HP 8-19(a) 16.667 kVA (b) 26.800 (c) 10.653 kW 8-20(a) 11.415 kW (b) 35.850 kVA 8-21(a) Não (b) 0,9967 8-22 1.320 kVA 8-23(a) FP 0,822 (b) 6.200 kW 8-24(a) FP 0,37 (b) 1.832 kVA (c) 2.160 HP 8-25 12 pólos 8-26 Alternador: 40 pólos, motor: seis pólos 8-27 10 pólos, 24 pólos 8-28 motor: 72 pólos, alternador: 10 pólos.

NOVE

máquinas de indução polifásicas (assíncronas)

9-1. GENERALIDADES

Nos capítulos precedentes, estudamos as máquinas de corrente contínua, as quais operavam com uma tensão contínua aplicada a seu enrolamento de campo e (como resultado de rotação ou comutação) uma tensão alternada aplicada ao enrolamento da armadura. Consideramos também as máquinas síncronas de corrente alternada que, da mesma forma que as máquinas de corrente contínua, tinham tensão contínua aplicada ao seu enrolamento de campo e tensão alternada aplicada diretamente ao enrolamento da armadura. Ambas as máquinas são consideradas como máquinas de dupla excitação, porque duas fontes de tensão de excitação são requeridas para sua operação normal. Nas seções 8-25 a 8-29 discutimos tipos especiais de motores síncronos: aqueles em que os enrolamentos polares estão permanentemente magnetizados requerendo, portanto, apenas uma única fonte de excitação para sua operação normal (desde a vazio até a situação a plena carga); mas estas máquinas também são consideradas verdadeiramente como máquinas de dupla excitação.

À primeira vista, as máquinas de indução podem ser também consideradas como máquinas de excitação única, porque são aplicadas a seu estator apenas tensões alternadas polifásicas. Mostraremos, contudo, que uma tensão alternada de freqüência variável é induzida no seu rotor, da mesma maneira que se induz uma tensão alternada, por ação transformadora, num secundário de um transformador (Cap. 13). A máquina de indução, conseqüentemente, é uma máquina de dupla excitação, na qual uma tensão alternada CA é aplicada a *ambos* os enrolamentos, ao do estator (armadura) e ao do rotor.[1] A tensão aplicada ao enrolamento da armadura é uma tensão de excitação de freqüência (normalmente) constante e de potencial também (normalmente) constante, suprida por um barramento polifásico ou monofásico, da mesma maneira que nas máquinas síncronas. A tensão aplicada ao rotor é uma tensão *induzida* de freqüência e potencial variáveis, produzida como conseqüência da velocidade do rotor com relação à velocidade síncrona.

De todos os tipos de motores estudados até agora (motores CC e motores polifásicos CA síncronos), o motor de indução de gaiola de esquilo é o mais simples no aspecto construtivo. Não tem comutador, nem anéis coletores, nem quaisquer contatos móveis entre o rotor e o estator. Este tipo de construção leva a muitas vantagens, inclusive a uma operação isenta de manutenção, indicando-se sua aplicação em localizações remotas, e sua operação em situações severas de trabalho onde a poeira e outros materiais abrasivos sejam fatores a serem considerados. Por esta razão, é correntemente o motor de CA polifásico mais largamente utilizado.

Enquanto o motor de indução é talvez o mais simples de todos os motores, sob o ponto de vista de operação e trabalho, a teoria de sua operação é bastante sofisticada.

9-2. CONSTRUÇÃO

A construção geral da máquina de indução foi discutida na Seç. 2-5 e mostrada na Fig. 2-4. A armadura do estator é idêntica à de uma máquina síncrona CA e não requer nenhuma elaboração adicional. O núcleo do rotor de um motor de indução é um cilindro de aço laminado, no qual condutores de cobre ou de alumínio fundido são *fundidos* ou *enrolados* paralelamente (ou aproximadamente paralelos) ao eixo em ranhuras ou orifícios existentes no núcleo. Os condutores não precisam ser isolados do núcleo, porque as correntes induzidas no rotor seguem o caminho de menor resistência, ou seja, os condutores de cobre, ou de alumínio fundido, ou de liga de cobre do enrolamento do rotor.

[1]Por esta razão, no projeto de uma máquina "universal", o rotor cilíndrico normalmente tem uma tensão CC nominal baixa e uma tensão nominal CA correspondentemente mais elevada, devido à sua maior impedância à corrente alternada. Quando se aplica CC ao rotor bobinado, ele funciona como uma máquina síncrona CA. Como um gerador ou motor de indução, entretanto, a tensão CA induzida é consideravelmente mais elevada. Mais ainda, em vários tipos de sistemas de controle de velocidade de motores de indução esta tensão secundária é aplicada (ao rotor de um motor de indução alimentado da linha) a partir de outra máquina de controle da tensão secundária chamada de "externa". Ver KOSOW, *Control of Electric Machines*, Prentice-Hall, 1973, Seçs. 7-5 a 7-9.

No rotor *gaiola de esquilo*, os condutores do rotor estão curto-circuitados em cada terminal por anéis terminais contínuos; daí o nome de "gaiola de esquilo". Nos rotores maiores, os anéis terminais são soldados aos condutores, em vez de serem moldados na construção do rotor. As barras do rotor tipo gaiola de esquilo *nem sempre* são paralelas ao eixo do rotor, mas podem ser deslocadas ou colocadas segundo um pequeno ângulo em relação a ele, para produzir um torque mais uniforme e para reduzir o "zumbido" magnético durante a operação do motor.

Motores de rotor *bobinado* são motores nos quais os condutores de cobre são colocados nas diversas ranhuras, usualmente isolados do núcleo de ferro, e são ligados em delta nas máquinas trifásicas ou em estrela nas máquinas de indução polifásicas. Cada terminal do enrolamento é levado a *anéis coletores* que são isolados do eixo do rotor. Normalmente, o enrolamento do rotor não é ligado a uma fonte CA ou CC, mas pode ser usada qualquer uma [no 1.° caso em concatenação e no último caso em máquina universal].[2] Usualmente um resistor trifásico ou polifásico equilibrado variável é ligado aos anéis coletores através das escovas, como meio de variar a resistência total do rotor por fase. Devido ao seu elevado custo inicial e maior custo de manutenção, os motores de rotor bobinado são usados apenas (1) quando se necessita elevado torque de partida; (2) quando se deseja o controle da velocidade, e (3) quando se introduzem tensões externas ao circuito do rotor.

9-3. PRODUÇÃO DE UM CAMPO MAGNÉTICO GIRANTE PELA APLICAÇÃO DE TENSÕES ALTERNADAS POLIFÁSICAS AO ENROLAMENTO DA ARMADURA

Um campo magnético girante e de amplitude constante, girando à velocidade síncrona $\left(N_s = \dfrac{120f}{P}\right)$ pode ser produzido por qualquer grupo polifásico de enrolamentos deslocados no espaço da armadura, se as correntes que circulam através dos enrolamentos também estão defasadas no tempo. Por exemplo, se um enrolamento bifásico estiver disposto fisicamente no estator com um deslocamento de 90°, será produzido um campo girante constante (Seç. 10-5) desde que as correntes das fases também estejam deslocadas no tempo. Todas as máquinas de indução trifásicas, portanto, a fim de produzirem um campo magnético de amplitude constante e que gire à velocidade síncrona, necessitam de três enrolamentos individuais e idênticos, deslocados no estator de 120° elétricos e pelos quais circulem correntes defasadas também de 120° no tempo, ou na fase. A Fig. 9-1a mostra o diagrama fasorial das correntes que circulam na armadura de uma máquina trifásica considerando-se a seqüência de fases *ABCABCA*. A relação gráfica e as variações senoidais de cada corrente por ciclo são vistas na Fig. 9-1b. A Fig. 9-1c mostra o deslocamento espacial de um enrolamento trifásico concentrado típico, com ligação delta.

---

[2]Ver a nota de rodapé anterior.

Do nosso estudo dos enrolamentos das máquinas síncronas CA (Seçs. 2-14 a 2-17), vimos que os condutores de cada fase estão distribuídos uniformemente através da armadura do estator. O diagrama da Fig. 9-1c, que emprega bobinas concentradas (em vez de enrolamentos distribuídos), permite predizer o fluxo resultante produzido por todas as bobinas de uma fase. Cada grupo de fase na Fig. 9-1c consiste de 12 condutores (ou 6 bobinas) por fase, nos quais os correspondentes "fins" de bobinas de cada fase, F_A, F_B e F_C, estão ligados a um ponto comum. Os correspondentes "começos" de cada fase, S_A, S_B ou S_C, estão ligados à alimentação de tensão trifásica. No instante t_1, visto na Fig. 9-1b, mostra-se a corrente em cada

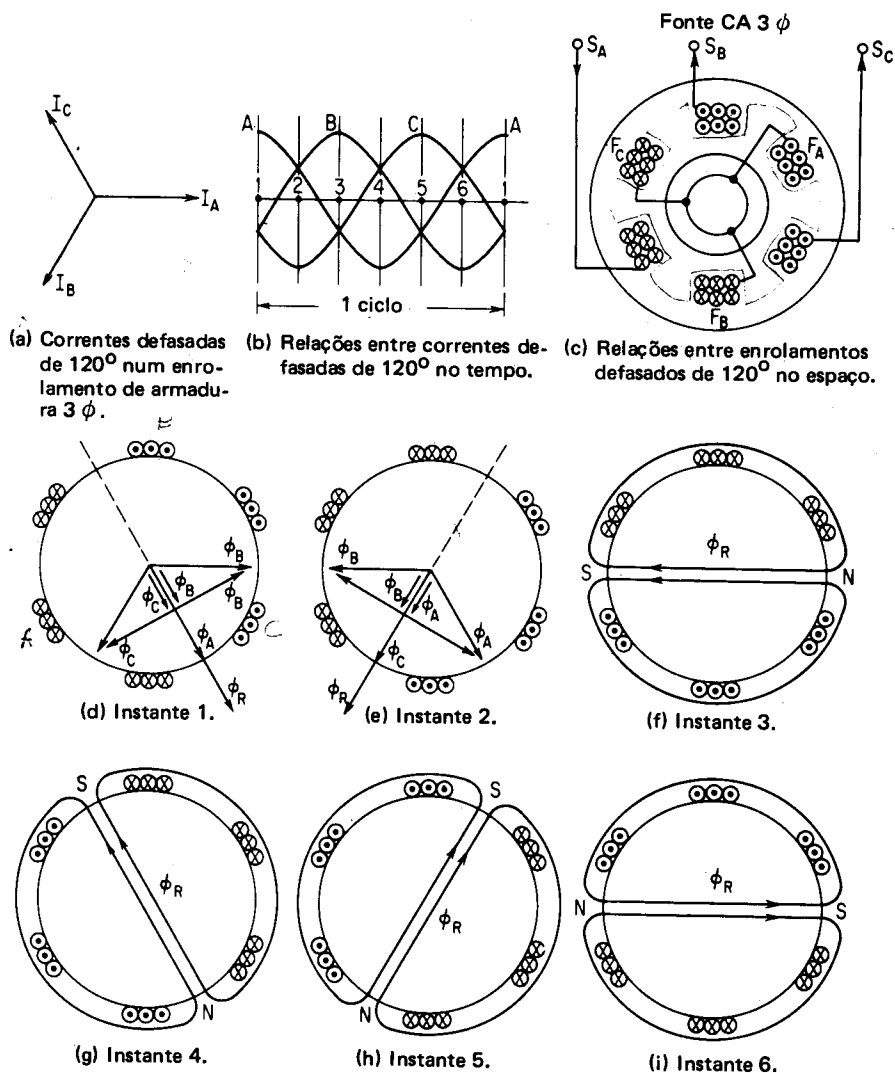



Fig. 9-1 — Produção de um campo magnético girante constante à velocidade síncrona.

bobina em cada enrolamento (região de fase). No instante t_1, a fase A está num valor máximo num determinado sentido, enquanto as correntes nas bobinas das fases B e C alcançam exatamente 0,707 do seu valor máximo no sentido oposto. Note-se também que, em ambas as Figs. 9-1c e d, para o instante t_1 os sentidos das correntes em B e C são opostos ao de A.

Os fluxos produzidos por estes condutores nas diversas fases são vistos na Fig. 9-1d, utilizando-se a regra da mão direita. Note-se que ϕ_B e ϕ_C em ϕ_A produzem um fluxo resultante ϕ_R. As componentes de quadratura dessas projeções cancelam-se entre si, uma vez que elas são iguais e opostas em sua posição de fase. O mesmo procedimento é seguido no instante t_2, quando a corrente na fase B está invertida e é agora igual e tem o mesmo sentido que A (a qual agora decresceu para 0,707 de seu valor máximo). C está agora no seu valor máximo no instante t_2. O fluxo resultante é novamente desenhado para cada uma das fases, e neste instante ϕ_A e ϕ_B produzem componentes em quadratura (que se cancelam) e componentes em fase com ϕ_C para produzir um fluxo resultante ϕ_R do *mesmo* valor que o existente no instante t_1. Assim no instante t_2, 60° elétricos mais tarde que o instante t_1, o fluxo resultante girou de 60°, mas permaneceu com seu valor *constante*.

Examinando os eixos de ϕ_R nos instantes t_1 e t_2, pode-se ver que o estator pode ser tratado como um solenóide no qual todos os condutores de um lado de ϕ_R carregam corrente *entrando* no estator, e todos os condutores que se localizam do outro lado têm correntes *saindo* do estator. Assim, no instante t_3 o fluxo resultante terá um sentido horizontal da direita para a esquerda, entrando no estator num pólo S do lado esquerdo e deixando o estator num pólo N à esquerda. O leitor deverá testar os sentidos de corrente e os intervalos de tempo vistos na Fig. 9-1b em relação aos intervalos de tempo especificados t_3, t_4, t_5 e t_6 nas demais figuras. Deve-se observar o seguinte:

1. um único *campo magnético girante constante* é produzido por um enrolamento trifásico localizado no estator
2. o deslocamento no espaço do resultante campo magnético girante corresponde *exatamente* ao deslocamento tempo-fásico da *freqüência* da fonte.

O enrolamento concentrado da Fig. 9-1c produziu dois pólos utilizando seis ranhuras para um enrolamento trifásico $\left(\frac{6 \text{ ranhuras}}{3 \text{ fases} \times 2 \text{ pólos}}\right)$ ou *uma* ranhura por pólo por fase. Se utilizarmos um estator que tenha *duas* ranhuras por pólo e por fase e se as bobinas para uma mesma fase estão defasadas de 90°, como vemos na Fig. 9-2a, as correntes resultantes produzirão um campo magnético girante de *quatro* pólos. Igualmente, um estator possuindo *três* ranhuras por pólo e por fase (Fig. 9-2b em forma de diagrama) produzirá um campo magnético girante de *seis* pólos, e assim por diante.[3]

[3]Pode-se mostrar que o número de pólos, P, produzido no campo magnético girante é $P = 2n$, onde n é o número de ranhuras/pólo-fase (Seç. 2-16).

Desde que o período ou intervalo de tempo das variações senoidais de corrente, visto na Fig. 9-1b, é o mesmo nos condutores, a velocidade do campo magnético girante varia diretamente com a freqüência, mas inversamente com o n.° de pólos, verificando-se novamente a Eq. (2-16) ou $\left(N_s = \dfrac{120f}{P}\right)$. Assim, a velocidade do campo girante na Fig. 9-1 na freqüência de 60 Hz é de 3.600 rpm. Da mesma maneira, a velocidade do campo girante (com referência a um pólo unitário N) visto na Fig. 9-2a é de 1.800 rpm e na Fig. 9-2b é de 1.200 rpm, e assim por diante.

(a) Produção de 4 pólos 2 ranhuras/pólo-fase.

(b) Produção de 6 pólos 3 ranhuras/pólo-fase.

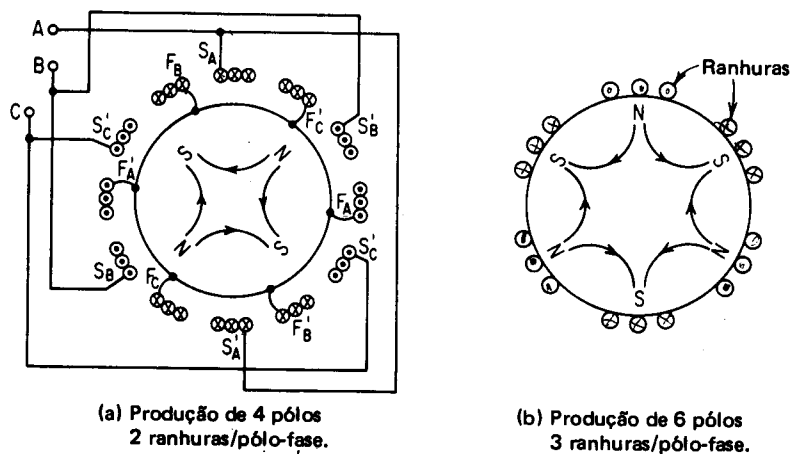



Fig. 9-2 — Campos girantes de 4 e 6 pólos.

Podemos considerar, então, que a natureza do enrolamento do estator, em função da freqüência e do número de pólos, produzirá um campo magnético girante de amplitude constante cuja velocidade girante ou síncrona é expressa pela Eq. (2-16), $N_s = 120f/P = 120f/2n$. Desde que o número de pólos depende *apenas* de n (do enrolamento empregado), a velocidade síncrona do campo magnético girante de qualquer máquina assíncrona *dada* é efetivamente uma função da *freqüência*. (V. Ex. 9-1.)

O campo magnético girante produzido e visto na Fig. 9-1 forneceu um sentido horário para a seqüência de fases *ABCABCA* vista na Fig. 9-1b. Se *quaisquer dois* terminais de linha das bobinas do estator da Fig. 9-1c forem trocados entre si, a seqüência de fases inversa produzirá reversão do sentido de rotação do campo magnético. Como no motor síncrono CA ver-se-á que o rotor gira no *mesmo* sentido do campo magnético girante, mas agora com base no *princípio do motor de indução*. Conseqüentemente, o sentido da rotação de *qualquer* motor de indução pode ser invertido (invertendo simplesmente a seqüência de fases) trocando a posição de *quaisquer duas* das três conexões de linhas que o ligam à fonte de alimentação trifásica.

9-4. PRINCÍPIO DO MOTOR DE INDUÇÃO

O princípio do motor de indução pode ser ilustrado simplesmente usando o dispositivo da Fig. 9-3a. Um ímã permanente é suspenso por um fio sobre um disco de alumínio ou cobre pivotado num mancal de apoio sobre uma placa fixa de ferro. O campo do ímã permanente completa-se assim através da placa de ferro. O pivô deve ter tão pouco atrito quanto possível e o ímã permanente deve ter suficiente densidade de fluxo. Conforme o ímã gira no fio, o disco abaixo dele girará *com ele,* independentemente do sentido de rotação do ímã. O disco segue o movimento do ímã, como mostra a Fig. 9-3b, devido às correntes parasitas induzidas que aparecem devido ao movimento relativo do condutor (o disco) em relação ao campo magnético. Pela lei de Lenz (Seç. 1-6), o sentido da tensão induzida (e das conseqüentes correntes parasitas) produz um campo que tende a opor-se à força, ou seja, ao movimento que produziu a tensão induzida.

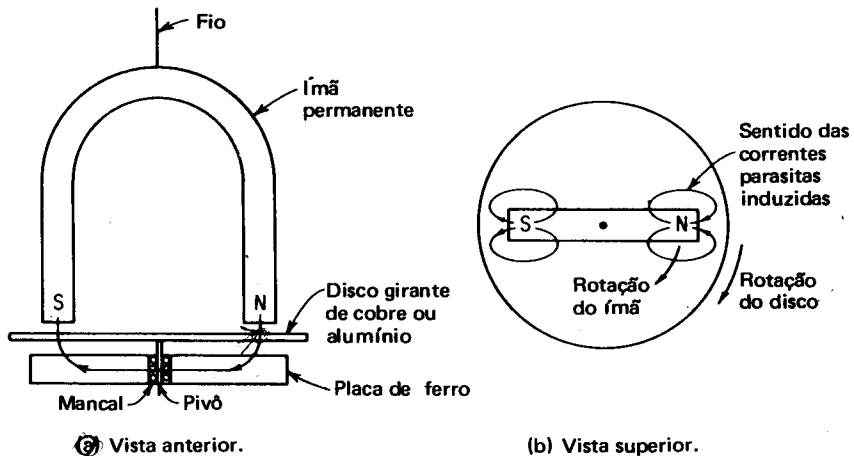



Fig. 9-3 — Princípio do motor de indução.

Com efeito, como mostra a Fig. 9-3b, as correntes parasitas induzidas tendem a produzir um pólo unitário S no disco num ponto situado sob o pólo girante N do ímã, e um pólo unitário N no disco sob o pólo girante S do ímã. Enquanto o ímã continua seu movimento, portanto, continuará a produzir correntes parasitas e pólos de polaridades *opostas* no disco sob ele. O disco, assim, gira no *mesmo sentido* que o ímã, mas deve girar a uma velocidade *menor* que a do ímã. Se o disco fosse acionado à mesma velocidade do ímã, *não haveria movimento relativo* entre o condutor e o campo magnético, e não se produziriam correntes parasitas no disco.

É devido à ação geradora que ocorre, produzindo correntes e um resultante campo magnético oposto, que o motor de indução pode ser classificado como uma máquina duplamente excitada. Além disso, como em todas as máquinas, enquanto o torque eletromagnético é o resultado da interação entre os campos magnéticos produzidos pelas duas correntes de excitação, ocorre simultaneamente uma *ação geradora.* No motor *síncrono* CA, ocorriam a ação-motor e a ação gera-

dora à velocidade *síncrona* do campo magnético girante. No motor de indução CA, *nem* a ação-motor *nem* a ação-gerador poderão ocorrer à velocidade síncrona. Por isso, as máquinas que funcionam sob o *princípio de indução* são classificadas como *assíncronas* ou *não síncronas*.

Conforme se estabeleceu previamente, a velocidade do disco nunca pode ser igual à do ímã. Se o fosse, a corrente induzida seria zero e não se produziriam fluxo magnético nem torque. Assim ele deve "escorregar" em velocidade a fim de que se produza torque. Isso resulta numa diferença de velocidades produzidas entre (1) a velocidade síncrona do campo magnético girante, basicamente uma função da freqüência para qualquer máquina de indução dada; e (2) a velocidade de "escorregamento" na qual gira o disco como resultado do torque produzido por interação entre seu campo e o campo magnético girante. Esta diferença na velocidade entre (1) e (2) é chamada *velocidade de escorregamento* (ou *rotação de escorregamento*) e é normalmente expressa como uma percentagem da velocidade síncrona (como escorregamento percentual ou simplesmente escorregamento).

$$s = \frac{\text{velocidade de escorregamento}}{\text{velocidade síncrona}} = \frac{\text{velocidade síncrona} - \text{velocidade do rotor}}{\text{velocidade síncrona}} =$$

$$= \frac{(N_s - N_r) \times 100}{N_s} \qquad (9\text{-}1)$$

ou

$$N_r = N_s(1 - s) = 120\left(\frac{f}{P}\right)(1 - s) \qquad (9\text{-}1a)$$

onde s é o escorregamento percentual (para fins de cálculos, converte-se o percentual sempre em decimal)

N_s é a velocidade síncrona ($120f/P$) em rpm, do campo magnético girante produzido pelo estator

N_r é a velocidade do rotor em rpm

EXEMPLO 9-1: Um motor de indução trifásico tem no estator 3 ranhuras por pólo por fase. Sendo 60 Hz a freqüência da linha, calcule:

a. o número de pólos produzidos e o número total de ranhuras do estator
b. a velocidade, em rpm, do campo magnético girante ou dos pólos
c. se variar para 50 Hz a freqüência, a velocidade do campo magnético girante.

Solução:

a. $P = 2n = 2 \times 3 = $ **6 pólos**

$$\text{total de ranhuras} = \frac{3 \text{ ranhuras}}{\text{pólo-fase}} \times 6 \text{ pólos} \times 3 \text{ fases} = \mathbf{54\ ranhuras}$$

$$\text{b. } N_s = \frac{120f}{P} = \frac{120 \times 60}{6} = 1.200 \text{ rpm} \tag{2-16}$$

$$\text{c. } N_s = \frac{120f}{P} = \frac{120 \times 50}{6} = 1.000 \text{ rpm}$$

9-5. CONDUTORES DO ROTOR, FEM INDUZIDA E TORQUE; ROTOR PARADO

Conforme o estabelecido na Seç. 9-2, um motor de indução comercial, tipo gaiola de esquilo, tem seu rotor composto de condutores ou barras de cobre ou alumínio embebidos num núcleo de ferro laminado. A Fig. 9-4a mostra três desses condutores do rotor *(A, B* e *C)* e sua relação com um campo magnético multipolar produzido por um enrolamento polifásico.

(a) Fem induzidas produzidas nos condutores do rotor.

(b) Relação entre o campo e as fem do rotor.

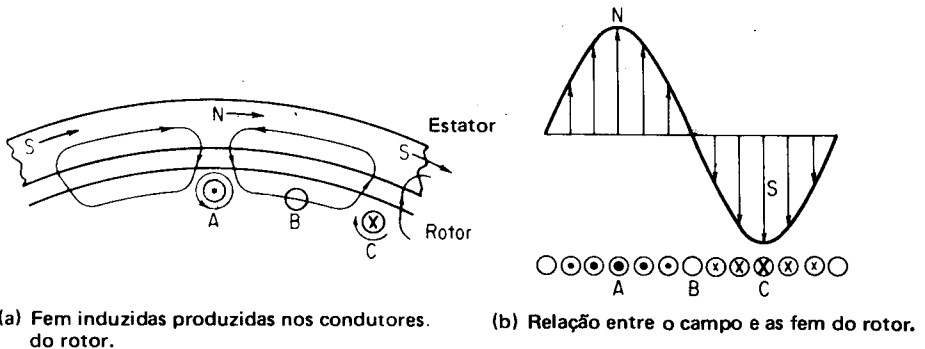



Fig. 9-4 — Desenvolvimento do torque nos condutores do rotor.

Imaginemos que o rotor está parado (num bloqueio) e que o fluxo do estator está girando à velocidade síncrona no sentido horário em relação ao condutor (estacionário) *A* do rotor, situado diretamente sob um pólo unitário N. O sentido do movimento relativo do condutor *A*, para fins de determinação da força eletromotriz induzida, é à esquerda (regra da mão direita, Seç. 1-5). Este movimento relativo produz uma fem no sentido do observador, e a corrente a ela associada produz um fluxo no sentido contrário ao dos ponteiros do relógio em torno do condutor *A*, como se viu. Com respeito ao campo que penetra no núcleo de ferro na vizinhança do condutor *A*, a força que age sobre o condutor *A*, como resultado da interação entre os campos magnéticos, produz repulsão à esquerda e atração à direita do condutor, ou seja, um movimento no *mesmo* sentido que o do campo magnético. Pela regra da mão (a ação-motor requer a regra da mão esquerda para o movimento do condutor), ver-se-á o condutor desenvolvendo um torque eletromagnético que tende a mover o rotor também no *mesmo* sentido da rotação do campo magnético.

Semelhantemente, o condutor *C*, diretamente sob um pólo unitário S do rotor na Fig. 9-4a, produzirá uma fem que se afasta do observador, e um campo magnético no sentido horário resultante de uma corrente induzida que produz movimento no *mesmo* sentido (horário) que o do campo magnético girante.

O condutor *B*, entretanto, no instante mostrado na Fig. 9-4a, não está submetido a nenhuma variação de fluxo concatenado e, portanto, não é sede de fem induzida. Todos os condutores que se situam no rotor entre *A* e *B* experimentarão, pois, fem induzidas e correntes do rotor de magnitudes variáveis (uma vez que estão curto-circuitados nos seus terminais), dependendo de se eles estão diretamente sob um pólo unitário ou na região interpolar, conforme se mostra na Fig. 9-4b. Assim, *a distribuição da fem* nos condutores do rotor varridos pelo campo magnético girante *assemelha-se,* a qualquer instante, à *distribuição do fluxo* como mostra a Fig. 9-4b. Mais ainda, desde que o campo está girando à velocidade síncrona, o sentido da fem induzida em qualquer condutor dado variará senoidalmente de acordo com a grandeza do fluxo que a concatena, como mostra a figura. Com efeito, o *mesmo* número de pólos de polaridade instantânea *oposta* é produzido no rotor, em relação aos que existem no estator. (V. Ex. 9-1.)

Em bloqueio ou repouso, a freqüência da fem induzida no rotor é igual a freqüência do campo magnético girante. Por outro lado, se o rotor fosse capaz de girar à mesma velocidade do campo magnético girante, isto é, se o condutor *A* se movesse exatamente à mesma velocidade que o pólo unitário N, acima dele, não haveria tensão induzida nos condutores do rotor, e a freqüência de alternação do rotor seria zero. A freqüência das tensões induzidas no rotor, assim, varia inversamente com a velocidade do rotor desde um máximo (freqüência de linha) em repouso, à freqüência zero na velocidade síncrona. Mas a Eq. (9-1) mostra que o escorregamento *também* varia desde um máximo para o rotor em repouso até zero a velocidade síncrona. A freqüência do rotor pode ser expressa como uma função da freqüência do estator e do escorregamento:

$$f_r = s \times f \tag{9-2}$$

onde f_r é a freqüência da tensão senoidal e das correntes induzidas no circuito do rotor a um dado escorregamento, s, em hertz

s é o escorregamento definido pela Eq. (9-1), como a relação da velocidade de escorregamento para a velocidade síncrona ou $(N_s - N_r)/N_s$

f é a freqüência do estator (ou a freqüência de linha) e do campo magnético girante, em hertz.

EXEMPLO 9-2: Um motor de indução de quatro pólos opera à freqüência de 60 Hz e tem um escorregamento de plena carga de 5%. Calcule a freqüência do rotor:

a. No instante da partida

b. A plena carga.

Solução:

a. No instante da partida, $s = (N_s - N_r)/N_s$, onde N_r é a velocidade do rotor. Desde que a velocidade do rotor neste instante é zero, $s = [(N_s - 0)/N_s] = 1$ ou escorregamento unitário. A freqüência do rotor é

$$f_r = s \times f = 1{,}0 \times 60 \text{ Hz} = \mathbf{60\ Hz} \tag{9-2}$$

b. À plena carga, o escorregamento é 5% (dado acima) e então

$$s = 0{,}05$$
$$f_r = s \times f = 0{,}05 \times 60 = \mathbf{3\ Hz} \tag{9-2}$$

Deve-se notar que é precisamente pela razão ilustrada no Ex. 9-2 que o motor de indução de rotor bobinado pode ser usado como dispositivo de alteração de freqüência quando o seu rotor é acionado a uma dada velocidade e quando se retira a fem de seus anéis coletores. (V. Seç. 9-23.) Quando um motor de indução é acionado por uma máquina primária (e desta forma é que será operado), chamamo-lo um *gerador de indução*. Conseqüentemente, se ele está parado (escorregamento unitário), um gerador de indução gerará a uma freqüência (do rotor) de (1 × 60) ou 60 Hz, como mostra o Exemplo 9-2. Se ele gira exatamente à velocidade síncrona no mesmo sentido do campo magnético girante (escorregamento zero), a sua freqüência gerada (do rotor) é (0 × 60) ou zero. Se ele gira na mesma velocidade (síncrona) mas em sentido *oposto* (escorregamento = 2), a sua freqüência gerada é (2 × 60) ou 120 Hz. Se ele gira a uma velocidade que seja o dobro da síncrona no sentido oposto (escorregamento = 3), a sua freqüência gerada é 180 Hz. Escorregamentos maiores que a unidade, bem como escorregamentos negativos (*rotação acima da velocidade síncrona* no *mesmo sentido*), são, pois, possíveis, num gerador de indução.[4] Na maior parte do estudo das características do *motor* de indução, estaremos tratando com escorregamentos positivos entre o unitário (rotor bloqueado) e o nulo (velocidade síncrona).

Desde que os condutores do rotor têm uma resistência relativamente baixa (barras de grande área, curtas no comprimento e curto-circuitadas nas extremidades), mas estão engastados no ferro, eles possuem a propriedade da indutância e, conseqüentemente da reatância indutiva (Seç. 2-7). Para um dado rotor de uma máquina de indução, a indutância das barras do rotor (L_r) é uma quantidade fixa (variando com o número de espiras, a permeabilidade, o comprimento e a área do circuito magnético), mas a reatância indutiva do rotor (X_r), variará com a freqüência do rotor. A determinação direta da indutância do rotor, independentemente da freqüência é um assunto difícil, particularmente para máquinas grandes. É usual, pois, determinar-se a reatância do rotor com ele bloqueado, através do

[4]Um ponto importante na definição do escorregamento é o que diz respeito ao sentido do campo magnético que tomamos como referência. Se o campo girante tem a velocidade síncrona de 1.800 rpm no sentido horário, então uma velocidade do rotor de 1.800 rpm no sentido anti-horário produzirá uma velocidade de escorregamento de 1.800 − (− 1.800) = 3.600 rpm e um escorregamento de 3.600/1.800 = 2. Escorregamentos negativos são também possíveis, se o rotor for acionado a uma velocidade maior que a síncrona no mesmo sentido, digamos 2.000 rpm no sentido horário, produzindo um escorregamento de 1.800 − 2.000, ou − 200 rpm e um escorregamento de − 200/1.800, ou − 0,111.

"ensaio a rotor bloqueado" (utilizado também na determinação do rendimento; ver Seç. 12-13), e então usar-se esta reatância como um padrão de referência. Uma vez que a freqüência do rotor aumenta com o escorregamento [Eq. (9-2)], e a reatância varia com a freqüência, ($X_r = 2\ \pi f L_r$), a reatância do rotor para qualquer freqüência sua é

$$X_r = sX_{bl} \tag{9-3}$$

onde s é o escorregamento expresso como quantidade decimal e X_{bl} é a reatância a rotor *bloqueado.*

Deve-se notar que a reatância a rotor bloqueado nunca deve ser considerada como a maior reatância possível, porque, como já se mostrou, o gerador de indução pode desenvolver reatâncias do rotor maiores que aquela a rotor bloqueado, para escorregamentos maiores que o unitário. A reatância a rotor bloqueado é meramente um padrão ou referência conveniente que simplifica os cálculos.

Se a freqüência da tensão CA induzida nas barras do rotor de um motor de indução varia entre zero, à velocidade síncrona, e a freqüência do estator, a rotor bloqueado, então pela Eq. (2-14), ($E = k\phi f$), a tensão induzida no rotor para qualquer escorregamento é também uma função da tensão induzida a rotor bloqueado; ou seja

$$E_r = sE_{bl} \tag{9-4}$$

onde s é o escorregamento expresso como quantidade decimal

E_{bl} é a tensão induzida no rotor para a condição de estar ele bloqueado (ou seja motor parado)

E_r é a fem induzida no rotor para qualquer valor do escorregamento (positivo, negativo, maior ou menor que o unitário) e/ou a freqüência do rotor.

Assim, a tensão induzida no rotor, a reatância deste e a sua freqüência variam *todas* em função do *escorregamento* desde um máximo "normal" para rotor bloqueado até zero quando a velocidade do rotor for igual à velocidade síncrona (escorregamento nulo).

O torque desenvolvido na situação de motor parado para cada um dos condutores individuais no rotor[5] pode ser expresso em função do fluxo ou corrente (que produz o fluxo), no estator e no rotor, respectivamente, [a partir da Eq. (4-4)] como

$$T = K_t \phi I_r \cos \theta_r \tag{9-5}$$

[5]Como um princípio unificante, o torque desenvolvido em cada condutor de uma máquina duplamente excitada é proporcional a $\phi_1\ \phi_2 \cos \alpha$, onde ϕ_1 e ϕ_2 representam os fluxos resultantes produzidos pelas duas tensões de excitação, e α é o ângulo entre os fluxos. Assim, o torque é produzido pela repulsão ou atração mútua de dois campos magnéticos. Este princípio, portanto, é igualmente verdadeiro para instrumentos eletrodinamométricos e para alto-faiantes dinâmicos. Assim, as Eqs. (4-4), (8-26) e (9-5) são todas elas formas da Eq. (1-8) baseadas na força eletromagnética desenvolvida por um condutor percorrido por uma corrente e situado em um campo magnético.

onde K_t é uma constante de torque para o número de pólos, o enrolamento, as unidades empregadas, etc.

ϕ é o fluxo produzido por cada pólo unitário do campo magnético girante que concatena o condutor do rotor

$I_r \cos\theta_r$ é a componente da corrente do rotor em fase com ϕ.

A necessidade do termo $I_r \cos \theta_r$ na Eq. (9-5) emerge naturalmente do fato de que, enquanto as tensões induzidas nos condutores do rotor vistos na Fig. 9-4b estão em fase com o campo magnético girante do estator, as correntes I_r nos condutores do rotor não estão em fase como mostra a Fig. 9-5a. Os condutores do rotor têm uma reatância indutiva apreciável devido ao escorregamento [Eq. (9-3)], ocasionando, assim, o atraso da corrente I_r do rotor em relação a E_r de um ângulo θ, como mostra a Fig. 9-5a. Portanto, apenas aquela componente da corrente que está em fase com o fluxo do rotor produzirá torque médio útil. Isto é visto na Fig. 9-5b, onde o produto de ϕ por I_r é representado graficamente.

(a) A corrente do rotor atrasa-se em relação aos respectivos fluxo e tensão.

(b) Torque produzido devido ao atraso na corrente do rotor.

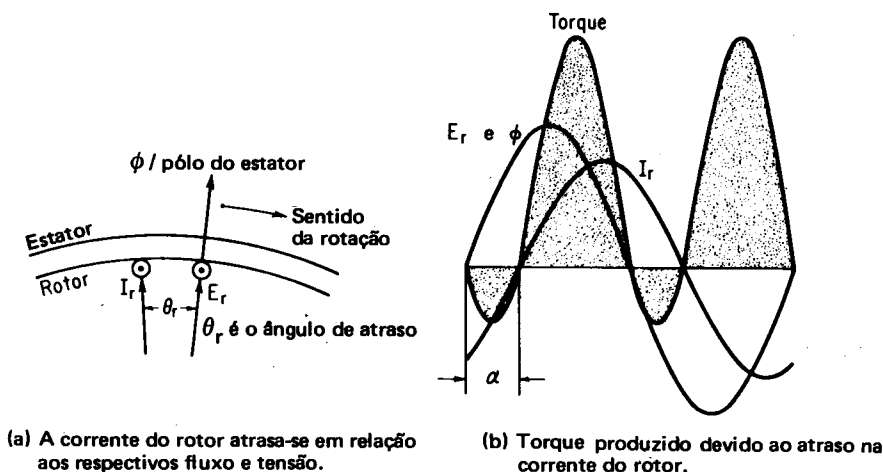



Fig. 9-5 — Deslocamento da corrente do rotor em relação à sua tensão e produção do respectivo torque.

É agora possível derivar uma equação para o torque desenvolvido quando o motor está parado, ou seja, sob as condições de rotor bloqueado (que é o torque de partida) para o motor de indução. Seja R_r a resistência efetiva do rotor (para a posição bloqueada) de todos os condutores do rotor combinados, e seja X_{bl} a reatância a rotor bloqueado de todos os condutores do rotor combinados; então a impedância para rotor bloqueado, Z_{bl}, é

$$Z_{bl} = R_r + jX_{bl} = \sqrt{R_r^2 + X_{bl}^2}$$

e

$$\cos \theta_r = \frac{R_r}{Z_{bl}}$$

A corrente no rotor bloqueado é

$$I_{bl} = \frac{E_{bl}}{Z_{bl}} = \frac{E_{bl}}{R_r + jX_{bl}} = \frac{E_{bl}}{\sqrt{R_r^2 + X_{bl}^2}} \tag{9-6}$$

onde E_{bl} é o valor efetivo da tensão induzida no rotor com este bloqueado, sendo os demais termos já definidos acima.

Substituindo-se na Eq. (9-5) I_{bl} da Eq. (9-6) e também o valor de $\cos\theta_r = R_r/Z_{bl}$, o torque de partida total desenvolvido por um motor de indução com rotor parado é

$$T_p = K_t\phi I_r \cos\theta_r = \frac{K_t\phi E_{bl}}{\sqrt{R_r^2 + X_{bl}^2}} \times \frac{R_r}{\sqrt{R_r^2 + X_{bl}^2}} = \frac{K_t\phi E_{bl} R_r}{R_r^2 + X_{bl}^2} \tag{9-7}$$

onde todos os termos já foram previamente definidos.

Note-se que os termos imaginários, bem como os radicais, foram removidos do denominador da Eq. (9-7). Note-se também que, como o rotor está bloqueado, e as tensões são induzidas nele por ação-transformador, E_{bl} é proporcional a ϕ que, por sua vez, é proporcional à tensão de linha do barramento ou à tensão de fase no enrolamento do estator V_f. Desde que ϕ é proporcional a V_f, e desde que E_{bl} (por ação-transformador) é proporcional a V_f, a Eq. (9-7) pode ser ainda mais simplificada para

$$T_p = \frac{K_t V_f^2 R_r}{R_r^2 + X_{bl}^2} \tag{9-7a}$$

Mas para um dado motor de indução tipo gaiola, desde que a resistência efetiva do rotor R_r e a reatância a rotor bloqueado X_{bl} são constantes (para uma dada tensão de barramento aplicada, a uma freqüência constante), elas podem ser incorporadas numa nova constante K_t' e a Eq. (9-7a) é finalmente simplificada para o torque de partida (motor parado) na expressão

$$T_p = K_t' V_f^2 \tag{9-8}$$

A Eq. (9-8) estabelece que, para qualquer dado motor de indução tipo gaiola CA (particularmente aquele que não permitia a variação da resistência do rotor por meios externos), o *torque de partida* é apenas função da *tensão aplicada ao enrolamento do estator*.[6] Ao reduzir-se a tensão nominal aplicada por fase, a metade, durante a partida, então, produzir-se-á um torque de partida que será um quarto do que seria produzido a plena tensão. Ao reduzir-se a tensão primária, também se reduzirá a *corrente* secundária e a primária, uma vez que a corrente primária reflete a corrente drenada pela resistência e pela reatância secundárias

[6]Esta equação deriva muito naturalmente do conceito do motor de indução como uma máquina duplamente excitada, na qual ambos os enrolamentos são excitados por corrente alternativa. Esta excitação do rotor depende do valor da excitação do estator, por ação-transformador. A excitação do campo girante do estator também depende da tensão aplicada; assim, ambos os fluxos, o do rotor e o do estator, são função da tensão aplicada, bem como do torque desenvolvido.

do rotor. A teoria básica dos métodos de partida, à tensão reduzida, de motores de indução polifásicos (Seç. 9-15) é reduzir a corrente primária (do estator).

EXEMPLO 9-3: Um motor de indução, trifásico, de 50 HP, quatro pólos, 208 V, tem um torque de partida de 225 lb-pé e uma corrente de linha, de partida, instantânea, de 700 A (rotor bloqueado) à tensão nominal. Uma tensão trifásica reduzida de 120 V é aplicada aos terminais de linha. Calcule:
a. O torque de partida
b. A corrente de partida.

Solução:

$$\text{a. } T_p = T_{orig}\left(\frac{V_s}{V_o}\right)^2 = 225 \text{ lb-pé}\left(\frac{120}{208}\right)^2 = \mathbf{75\ lb\text{-}pé} \qquad (9\text{-}8)$$

$$\text{b. } I_p = I_{orig}\left(\frac{V_s}{V_o}\right) = 700 \text{ A}\left(\frac{120}{208}\right) = 403 \text{ A} \qquad (9\text{-}6)$$

9-6. TORQUE MÁXIMO

Sabemos que o torque de partida com rotor bloqueado T_p do motor de indução tipo gaiola pode ser tão alto ou mesmo mais alto que o seu torque de plena carga. Devemos também determinar o torque máximo em função do torque de plena carga.

Uma vez que o motor de indução de tipo gaiola desenvolve torque de partida e gira, sua freqüência, a reatância do rotor, e a tensão induzida por este são representadas por sf, sX_{bl}, e sE_{bl}, respectivamente. A medida que a freqüência do rotor e a sua reatância decrescem, a força eletromotriz induzida do rotor também decresce à proporção que a velocidade do motor aumenta. Uma diminuição na reatância do rotor aumenta o valor de cos θ_r na Eq. (9-5), mas, ao mesmo tempo, a diminuição da tensão do rotor tende a reduzir a corrente do rotor. Para uma dada excitação constante, portanto, deve haver um valor particular de escorregamento onde o aumento do cos θ_r e a diminuição da corrente do rotor I_r produzam um valor máximo do torque na Eq. (9-5) $(T = K\phi I_r \cos\theta_r)$. Para qualquer escorregamento dado, a corrente do rotor é

$$I_r = \frac{sE_{bl}}{\sqrt{R_r^2 + (sX_{bl})^2}} \qquad (9\text{-}9)$$

e desde que

$$\cos\theta_r = \frac{R_r}{\sqrt{R_r^2 + (sX_{bl})^2}} \qquad (9\text{-}10)$$

a qualquer valor de escorregamento[7], o torque de funcionamento $T = K\phi I_r \cos\theta_r$,

[7]O significado de θ_r não pode ser desprezado mesmo quando ele desaparece na Eq. (9-11). Não somente é o ângulo pelo qual a corrente do rotor se atrasa em relação a tensão induzida do rotor mas também o ângulo entre o eixo polar do estator e o do condutor do rotor, que está carregando a máxima corrente instantânea, como mostra a Fig. 9-5.

pode ser convertido, usando a mesma técnica de substituição que na Eq. (9-7), em

$$T \text{ [para qualquer escorregamento]} = \frac{K_t \phi E_{bl} R_r}{R_r^2 + (sX_{bl})^2}$$

Mas, desde que a tensão a rotor bloqueado E_{bl} é diretamente proporcional a ϕ, o torque pode ser expresso por

$$T \text{ [para qualquer escorregamento]} = \frac{K_t \phi^2 s R_r}{R_r^2 + (sX_{bl})^2} \quad (9\text{-}11)$$

O torque *máximo* é obtido quando a Eq. (9-11) é diferenciada em relação à resistência do rotor e igualada a zero (isto é, quando $dT/dR_r = 0$), o que leva a[8]

$$R_r = s_{Tmx} X_{bl} \quad (9\text{-}12)$$

Em outras palavras, o torque *máximo* é obtido ao escorregamento correspondente $s_{Tmx} = \frac{R_r}{X_{lr}}$. Mas, como notado anteriormente, ϕ^2 é proporcional a V_f^2; e, assim, a expressão para o torque máximo que pode ser desenvolvido por qualquer motor de indução, substituindo a Eq. (9-12) na Eq. (9-11), é

$$T_{\max} = \frac{KV_f^2}{2(s_{Tmx} X_{bl})^2} \quad (9\text{-}13)$$

EXEMPLO 9-4: Um motor de indução de rotor de gaiola de 8 pólos, 60 Hz é deliberadamente carregado ao ponto onde ocorre o seu torque máximo. A resistência do rotor, por fase, é 0,3 Ω e o motor desacelera por ter atingido o torque máximo a 650 rpm. Calcule:

a. O escorregamento correspondente ao torque máximo, s_{Tmx}.
b. A reatância a rotor bloqueado.
c. A freqüência do rotor correspondente ao ponto do torque máximo.

Solução:

$$\text{a. } N_s = \frac{120f}{P} = \frac{120 \times 60}{8} = 900 \text{ rpm} \quad (2\text{-}16)$$

$$s_{Tmx} = \frac{N_s - N_r}{N_s} = \frac{900 - 650}{900} = 0{,}278 \quad (9\text{-}1)$$

$$\text{b. } X_{bl} = \frac{R_r}{s_{Tmx}} = \frac{0{,}3}{0{,}278} = 1{,}08\ \Omega \quad (9\text{-}12)$$

$$\text{c. } f_r = sf = 0{,}278 \times 60 = 16{,}7 \text{ Hz} \quad (9\text{-}2)$$

[8]Tomar-se o escorregamento correspondente ao torque máximo como a relação R_r/X_{bl} é uma aproximação que é suficientemente correta para todos os propósitos práticos. Um valor mais preciso para S_{Tmx} é $\frac{R_r}{\sqrt{(R_p^2 + X_{bl}^2)}}$, onde R_p é a resistência primária do estator por fase (usualmente desprezada) e T_{max} é igual a $\frac{KV_p^2}{[2(R_p + \sqrt{R_p^2 + X_{bl}^2})]}$. Veja também a Eq. (9-21) para outras maneiras de determinar o torque máximo, como mostra o Exemplo 9-10.

9-7. CARACTERÍSTICAS OPERACIONAIS DE UM MOTOR DE INDUÇÃO

Supondo que um motor de indução tipo gaiola parte com a tensão nominal aplicada aos terminais do estator, ele desenvolverá um torque de partida de acordo com a Eq. (9-7), o que levará sua velocidade a crescer. À medida que sua velocidade aumenta desde o rotor parado (100% de escorregamento), seu escorregamento decrescerá e seu torque aumentará até aquele valor do escorregamento correspondente ao torque máximo desenvolvido ($R_r = sX_{bl}$) de acordo com a Eq. (9-12). Isto leva a velocidade a aumentar mais ainda, reduzindo o escorregamento e, simultaneamente, o torque desenvolvido pelo motor de indução. O torque desenvolvido na partida e naquele valor do escorregamento que produz o torque máximo excedem, ambos, o torque aplicado à carga (para o caso normal). A velocidade do motor aumentará, portanto, até que o valor do escorregamento seja tão pequeno que o torque desenvolvido seja reduzido a um valor *igual* ao torque aplicado. O motor continuará a girar nesta velocidade e no valor *equilibrado* de escorregamento, até que o torque aplicado aumente ou diminua de acordo com a Eq. (9-11).

A Fig. 9-6 mostra a relação entre os valores dos torques de partida, máximo e de plena carga desenvolvidos pelo motor de indução em função da sua velocidade

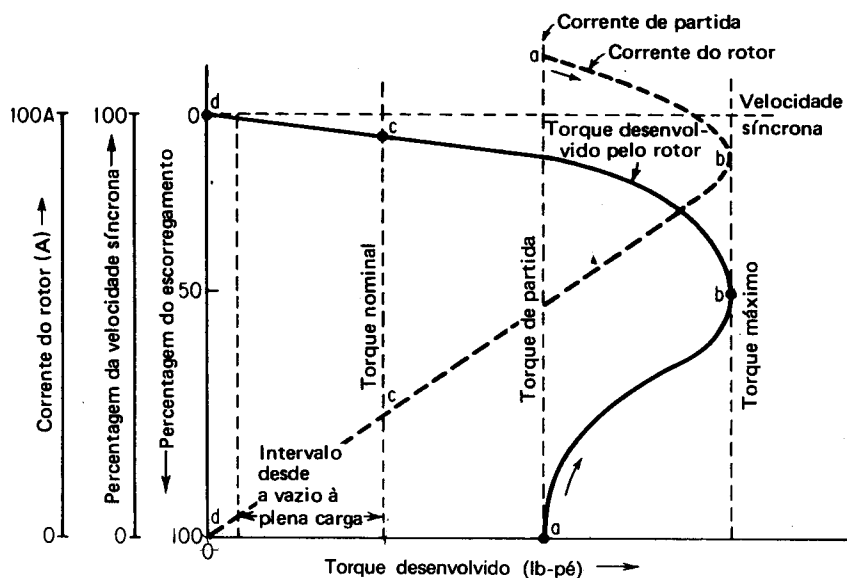



Fig. 9-6 — Efeitos da carga na velocidade, torque desenvolvido e corrente no rotor.

e escorregamento. Esta figura é uma representação gráfica da corrente desenvolvida pelo rotor do motor e de seu torque em função do escorregamento, desde o instante da partida (ponto *a*) até as condições de funcionamento em regime permanente (usualmente entre a posição a vazio e a posição em plena carga — pontos *c* e *d*), onde os torques desenvolvido e aplicado são iguais. Note-se que ao escor-

regamento zero correspondem um torque desenvolvido e uma corrente do rotor (mostrada em linha pontilhada), ambos nulos, porque não ocorre ação do motor de indução à velocidade síncrona. Mesmo a vazio é necessário que o motor de indução tenha um pequeno escorregamento (usualmente uma fração de 1%) a fim de que ele desenvolva um pequeno torque para suprir as perdas por atrito, ventilação e outras perdas internas. A vantagem da apresentação mostrada na Fig. 9-6 é que é possível visualizar a aceleração, para uma dada carga, desde a partida (ponto *a*) e os efeitos da variação da carga sobre a regulação da velocidade, o torque e a corrente do rotor.

O motor de indução, como mostra a Fig. 9-6, é um motor que mantém essencialmente constante a velocidade, desde a vazio até a plena carga (pontos *d* a *c* na figura), tendo uma característica de velocidade que se assemelha à de um motor-derivação CC (Fig. 4-9).[9] Consideramos a seguir a maneira pela qual o torque é desenvolvido desde a vazio até a plena carga, isto é, nas condições normais de funcionamento do motor de indução.

9-8. CARACTERÍSTICAS DE FUNCIONAMENTO DE UM MOTOR DE INDUÇÃO.

As *características de funcionamento normal* de um motor de indução de tipo gaiola ocorrem no intervalo entre o funcionamento a *vazio* e à *plena carga* (pontos *d* a *c* na Fig. 9-6). Consideremos o comportamento do rotor de um motor de indução na sua velocidade a vazio, que é levemente inferior à síncrona, e consideremos que se lhe aumenta a carga.

Condição a vazio: A vazio, o escorregamento é muito pequeno (uma fração de 1%), e a freqüência do rotor, sua reatância e sua fem induzida [Eqs. (9-2), (9-3) e (9-4)] são todas muito pequenas. A corrente do rotor é, assim, pequena e apenas suficiente para produzir o torque necessário a vazio. Desde que a corrente do rotor é pequena, a corrente do estator (primária) é a soma fasorial da sua corrente de excitação, I_e, e de uma componente primária de carga, I_o, induzida no rotor por ação de transformador. A Fig. 9-7a mostra a soma fasorial dessas correntes a vazio, onde a corrente de excitação primária do estator a circuito aberto é I_e, isto é, soma fasorial de uma componente de potência ou histerese, I_h, e uma componente de magnetização, I_m, requerida para produzir o campo girante do estator. As componentes de potência, I_h e I_o, estão ambas em fase com E_{gf}. O fator de potência a vazio é assim representado por θ, o ângulo entre I_{nl} e E_{gf}. Assim, $I_{nl} \cos \theta$ é a soma de I_o e I_h, isto é, a pequena corrente do estator I_o produzida pela corrente do rotor e uma componente de perda primária I_h, devida à histerese e às cor-

[9]Um paralelo interessante pode ser feito entre o motor-derivação CC e os motores de indução, pelo fato de que a diminuição de velocidade em ambos os motores com a carga é apenas suficiente para proporcionar um aumento de corrente para produzir o torque desenvolvido necessário para contrabalançar o torque aplicado. No motor-derivação, isto é conseguido por uma diminuição na força contra-eletromotriz induzida. No motor de indução, o aumento de escorregamento (e também da freqüência do rotor e da força eletromotriz induzida no rotor) produz um aumento na corrente do rotor e no fator de potência necessários a contrabalançar o torque aplicado.

rentes parasitas do circuito magnético do estator e do rotor. Note-se que, como o ângulo θ é grande, o fator de potência é extremamente pequeno e em atraso.

Condição de meia carga: Quando uma carga mecânica é aplicada ao rotor, a velocidade decresce um pouco. O pequeno decréscimo na velocidade causa um aumento no escorregamento e na freqüência do rotor, na sua reatância e na sua força eletromotriz induzida [Eqs. (9-2), (9-3) e (9-4)]. O aumento da corrente induzida no rotor (secundária) reflete-se num aumento da corrente primária do estator, I_{sr}, mostrada na Fig. 9-7b. Esta componente da corrente primária do estator, I_{sr}, é uma componente que produz potência, como I_o, e está em fase com a tensão

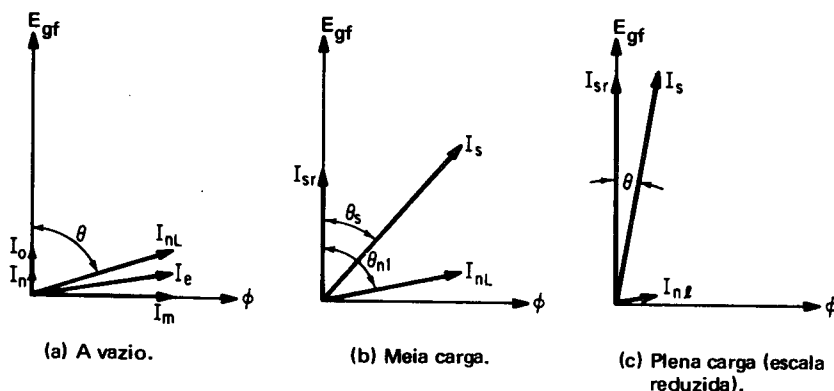



Fig. 9-7 — Componentes primárias de excitação do estator e da corrente de carga, mostrando o efeito do aumento da carga no fator de potência e na corrente do estator.

induzida primária E_{gf} [Eq. (8-24)]. A soma fasorial da corrente a vazio I_{nl} e da componente de carga I_{sr} produz uma corrente do estator I_s a um melhor ângulo da fase θ_s. Assim, a corrente do estator *aumentou* de I_{nl} para I_s, e o ângulo do fator de potência diminuiu de θ_{nl} a θ_s, ambos os fatores tendendo a produzir mais potência mecânica na armadura e solicitar mais potência da linha ($E_{gf} I_s \cos \theta_s$).

Condição de plena carga: O motor de indução do tipo gaiola girará a um valor de escorregamento que promove o *equilíbrio* entre o torque desenvolvido e o torque aplicado. À medida que mais carga for aplicada, portanto, aumentará o escorregamento porque o torque aplicado excede ao torque desenvolvido. Quando o torque nominal é aplicado ao eixo do motor de indução, a componente em fase da corrente primária do estator, solicitada pelo motor de indução, é grande em comparação com a componente quase em quadratura da corrente a vazio, como mostra a Fig. 9-7c, e o ângulo de fase θ é razoavelmente pequeno. O fator de potência a plena carga varia de 0,8 (em pequenos motores de indução de aproximadamente 1 HP) a aproximadamente 0,9 ou 0,95 (nos grandes motores de indução, acima de 150 HP).

Acima da plena carga: Pode parecer da Fig. 9-7 que aumentos além da plena carga produzirão melhora no fator de potência, até o valor unitário, e aumento na corrente em fase do estator; mas este *não* é o caso. Com o aumento da carga e do escorregamento, a freqüência do rotor continua a aumentar e o aumento na

reatância do rotor produz uma *diminuição* no fator de potência do mesmo. Tratando o motor de indução como um transformador (Cap. 13), podemos dizer que o secundário do transformador tem uma carga em atraso que faz com que o fator de potência do primário também se atrase. Com cargas acima da plena carga, portanto, o fator de potência aproxima-se de um *máximo* e então decresce rapidamente. A fim de produzir-se o necessário aumento de torque para equilibrar o torque aplicado, as correntes do rotor e estator devem aumentar para compensar a diminuição do fator de potência [Eq. (9-5)]. A Fig. 9-8a mostra um maior aumento da corrente de sobrecarga, I_{ol}, a um fator de potência pior, θ_{ol}, que na corrente a plena carga do estator, I_s, como mostra a Fig. 9-7c.

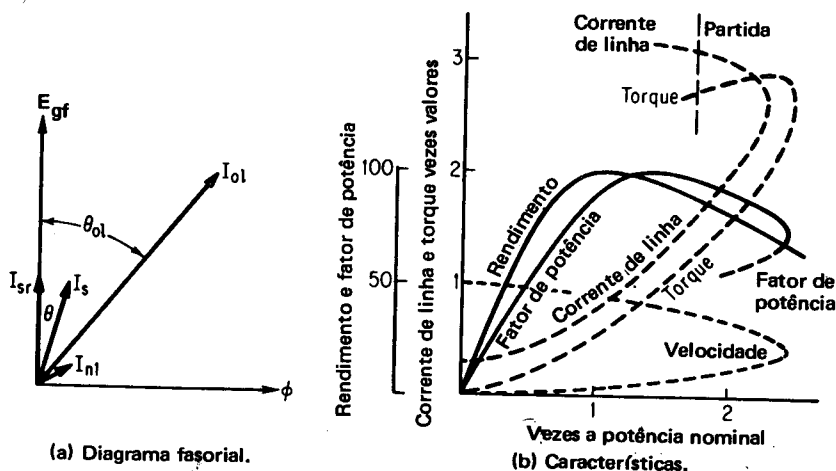



Fig. 9-8 — Efeitos de cargas pesadas na corrente primária do estator e seu fator de potência.

As características desde a vazio até além da plena carga estão representadas resumidamente na Fig. 9-8b, onde o rendimento e o fator de potência estão ambos num máximo para uma carga aproximadamente nominal, e a corrente de linha e o torque continuam a aumentar até o torque máximo. Note-se que, acima do torque máximo, a corrente de linha aumenta mas o torque diminui, porque a *razão* da diminuição do fator de potência é maior que a razão do *aumento* da corrente na Eq. (9-5).

O assunto do rendimento da máquina, genericamente, e do rendimento do motor de indução, especificamente, está detidamente estudado no Cap. 12. A forma da curva de rendimento mostrada na Fig. 9-8b pode ser explicada sumariamente aqui, como se segue. A cargas *leves*, os valores das perdas *fixas* relativamente altos em proporção à pequena potência de saída produzem um *baixo* rendimento. A cargas *pesadas*, os valores relativamente altos das perdas variáveis, mais as perdas fixas, novamente produzem um *baixo* rendimento apesar da grande potência de saída. O máximo rendimento ocorre a cargas médias, para as quais os valores das perdas fixas e os das perdas variáveis são aproximadamente iguais (Seç. 12-6) e a potência de saída está aproximadamente no seu valor nominal.

Note-se que o torque máximo na Fig. 9-8b ocorre bem acima do dobro de potência de saída nominal, ponto em que o escorregamento correspondente ao torque máximo é aquele valor da freqüência do rotor em que a reatância variável do rotor é igual à resistência do rotor. Desde que a resistência efetiva do rotor de um motor de indução tipo gaiola é praticamente constante, o torque máximo depende, em última análise, da resistência do rotor (Eq. 9-12).

9-9. EFEITO DE VARIAÇÕES NA RESISTÊNCIA DO ROTOR

A última afirmativa do parágrafo anterior pode implicar na possibilidade de aumentar o torque máximo (*breakdown* torque) pelo aumento da resistência do rotor. Mas, as Eqs. (9-11) e (9-13) indicam, de uma maneira bastante clara, que, se a resistência e as reatâncias do rotor são aumentadas, o torque máximo diminui, uma vez que ele é inversamente proporcional a esses fatores. Qual é o efeito sobre a característica torque-escorregamento de variações na resistência do rotor?

Em um motor de indução de rotor em gaiola não há maneira de se introduzir variação na resistência do rotor, uma vez que ele tenha sido fundido ou fabricado. Num motor de indução de rotor bobinado, entretanto, há uma maneira simples de se introduzir resistências externas no circuito do rotor, através dos anéis coletores, como mostra a Fig. 9-9. Se a barra que fecha o curto-circuito, como mostra

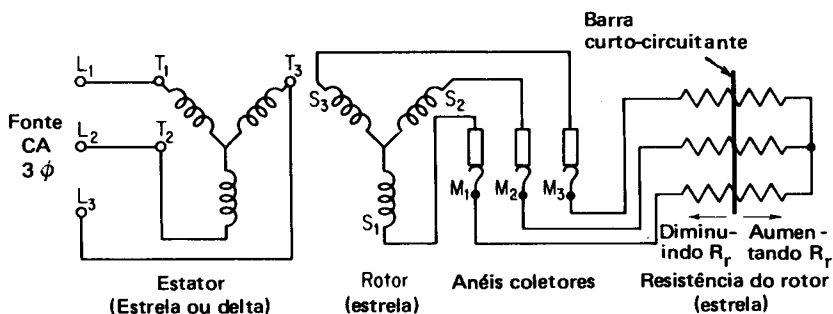



Fig. 9-9 — Motor de indução de rotor bobinado e resistência controladora externa.

a figura, é movida para a extrema direita, uma resistência máxima é introduzida em cada fase do circuito do rotor ligado em estrela. Quando movida para a extrema esquerda, a resistência *externa* introduzida é mínima ou nula, representando a resistência equivalente a um motor de indução de rotor em gaiola. O efeito da variação na resistência do rotor sobre as características de partida e funcionamento pode ser determinado usando-se um motor de indução de rotor bobinado. Consideremos cada um dos efeitos.

9-10. CARACTERÍSTICA DE PARTIDA COM RESISTÊNCIAS INSERIDAS NO CIRCUITO DO ROTOR

No instante da partida, o escorregamento é *unitário* ou 100%, desde que o rotor está *parado*. O torque desenvolvido pelo rotor é determinado unicamente pelos fatores estabelecidos na Eq. (9-7); e, no instante da partida, o torque não é afetado pela natureza da carga aplicada. Supondo que a tensão aplicada ao estator seja constante, os fatores que determinam o valor do torque de partida desenvolvido são a resistência do rotor e a reatância do rotor parado, isto é,

$$T_{\text{partida}} = K''_t \left(\frac{R_r}{R_r^2 + X_{bl}^2}\right) \tag{9-7a}$$

Se a resistência variável R_x for ligada em série com a resistência do rotor R_r, de um motor de rotor bobinado, a Eq. (9-7a) para o torque de partida pode ser escrita como se segue

$$T_p = K''_t \left[\frac{R_r + R_x}{(R_r + R_x)^2 + X_{bl}^2}\right] \tag{9-14}$$

onde todos os termos foram previamente definidos.

O fator de potência do rotor pode agora ser expresso como

$$\cos\theta_r = \frac{R_r + R_x}{\sqrt{(R_r + R_x)^2 + (X_{bl}^2)}} \tag{9-15}$$

É razoavelmente evidente, para um motor de rotor bobinado, que uma variação na resistência *total* do rotor na Eq. (9-15) produzirá uma *variação* no fator de potência no instante da partida. Desde que o torque, tal como expresso na sua equação fundamental [Eq. (9-5)], depende do fator de potência do rotor ($T = K_t \phi I_r \cos\theta_r$), para qualquer tensão dada, a excitação é constante, isto é, $\phi = k$. Aumentando a resistência do rotor e o fator de potência na partida, portanto, aumentaremos a impedância total, *reduziremos* a *corrente de partida* e, ao mesmo tempo, *aumentaremos* o *torque de partida*. O aumento no fator de potência ocorre a uma *razão maior* que a da diminuição da corrente do rotor, como mostra a Fig. 9-10a. A figura representa uma *família de curvas* para vários valores da resistência do rotor semelhantemente à curva única mostrada na Fig. 9-6. Na Fig. 9-6, notava-se que, no escorregamento unitário ou partida (ponto *a*), a corrente do rotor é obtida tomando-se a interseção do torque de partida com a menor interseção da corrente do rotor.

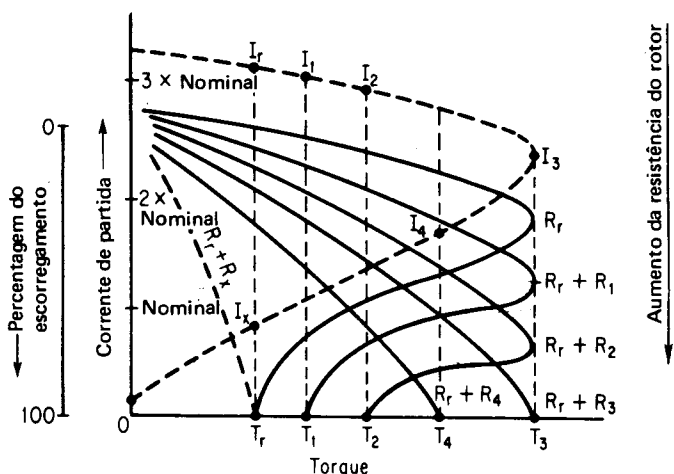
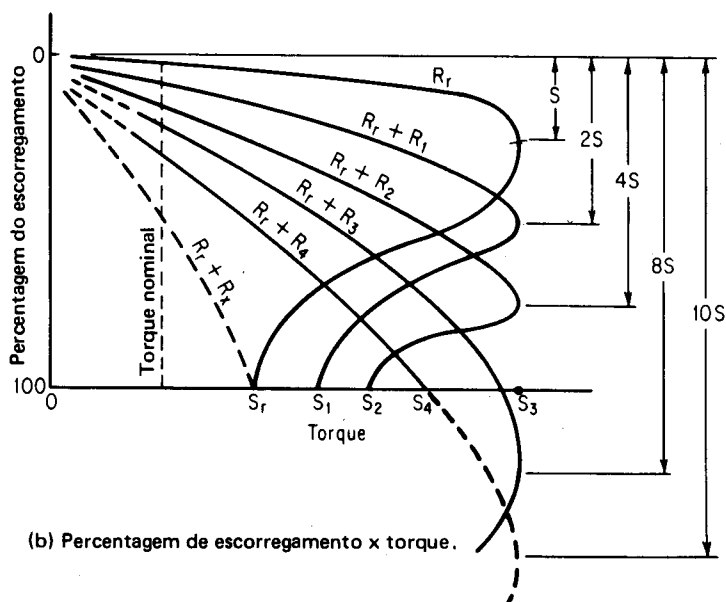
A família de curvas apresentadas como linhas contínuas na Fig. 9-10a representa as curvas de torque — escorregamento para vários valores de resistência do rotor adicionadas à resistência básica, R_r, num motor de indução de rotor bobinado. O torque de partida, T_r, que ocorre com a resistência básica do rotor R_r, produzirá uma corrente de partida I_r na interseção mais alta da curva da corrente do estator como mostra a Fig. 9-10a. Quando a resistência R_1 é adicionada

(a) Corrente de partida x torque.

(b) Percentagem de escorregamento x torque.

Fig. 9-10 — Efeito da variação da resistência do rotor nas características de partida e funcionamento de um motor de indução de rotor bobinado.

a cada fase, ligada em estrela, do rotor bobinado do motor de indução da Fig. 9-9, ao mover-se para a direita a barra que fecha o curto-circuito, uma *nova* curva torque-escorregamento é criada, como mostram as Figs. 9-10a e 9-10b. Deve-se notar que na Fig. 9-10b, conforme cresce a resistência do circuito do rotor, o escorregamento aumenta, de modo a desenvolver o mesmo torque. Assim para uma

resistência R_r do rotor, o torque máximo ocorre a um escorregamento s. Para uma resistência R_r mais R_1 do rotor o torque máximo ocorre para o escorregamento $2s$ (duas vezes o escorregamento original s), e assim por diante. Note-se que a resistência total do rotor pode ser tão alta que o torque máximo ocorra exatamente a um escorregamento 100%, isto é, $R_r + R_3$ igual a sX_{bl} quando $s = 1$. Note-se que, se a resistência total a ser inserida no circuito do rotor for maior, como no caso $R_r + R_4$, o torque máximo não será atingido com um escorregamento unitário, e o torque T_4, com motor parado, é assim menor que o torque máximo.

É agora possível comparar o torque de partida com a corrente de partida, como mostra a Fig. 9-10a. Sem adicionar resistência ao circuito do rotor, o torque de partida T_r é obtido pelá interseção mais alta da curva do torque de partida com a curva da corrente do estator. Aumentando a resistência do rotor, diminuirão sempre as respectivas correntes de partida (I_r, I_1, I_2, I_3, I_4, etc.), mesmo no caso de resistências de rotor extremamente altas onde o torque T_4 de movimento intercepta os menores valores de corrente I_4.

Como mostra a Fig. 9-10a, um aumento na resistência do rotor aumentará o torque de partida até o ponto onde o máximo torque é atingido com o rotor parado. Aumentando a resistência do rotor, progressivamente, além deste valor ($R_r + R_3$), produzir-se-ão progressivas diminuições no torque de partida, como no caso de T_4 (produzido por $R_r + R_4$).

EXEMPLO 9-5: O motor do Exemplo 9-4 desenvolve o duplo do torque de plena carga quando arranca com seu rotor em curto-circuito, e sua velocidade de plena carga é 875 rpm. Se se adiciona uma resistência de 0,7 Ω por fase em série com o rotor, calcule:

a. A nova velocidade a plena carga com a resistência adicionada.
b. O torque de partida com a resistência adicionada.

Solução:

a. O escorregamento de plena carga para o rotor em curto-circuito é

$$s = \frac{N_s - N}{N_s} = \frac{900 - 875}{900} = 0{,}0278 \qquad (9\text{-}1)$$

Desde que o escorregamento é proporcional à resistência do rotor e desde que o aumento da resistência do rotor é $R_r = 0{,}7 + 0{,}3 = 1{,}0\ \Omega$, o novo torque de plena carga com a resistência adicionada é

$$s = \frac{1{,}0\ \Omega}{0{,}3\ \Omega} \times 0{,}0278 = 0{,}0926$$

A nova velocidade a plena carga é

$$N_s\ (1\text{-}s) = 900\ (1 - 0{,}0926) = 900\ (0{,}9074) = 817 \text{ rpm} \qquad (9\text{-}1a)$$

b. O torque original de partida, T_o, era o dobro do torque de plena carga com a resistência do rotor de 0,3 Ω e uma reatância do rotor de 1,08 Ω (Ex. 9-4). O novo torque de partida tem as suas condições sumarizadas na tabela abaixo e computadas a partir da Eq. (9-14), onde T_o é o torque original e T_f é o novo torque.

CONDIÇÃO	R_r	X_{lr}	T_{partida}
Original	0,3 Ω	1,08 Ω	$2 \times T_{fl}$
Nova	1,0 Ω	1,08 Ω	?

$$T_o = K_t''\left(\frac{R_r}{R_r^2 + X_{lr}^2}\right) \doteq K_t\left[\frac{0{,}3}{(0{,}3)^2 + (1{,}08)^2}\right] = K_t''\left(\frac{0{,}3}{1{,}25}\right) = \quad (7\text{-}9a)$$

$$= K_t'' \times 0{,}24$$

$$T_f = K_t''\left[\frac{R_r + R_x}{(R_r + R_x)^2 + X_{lr}^2}\right] = K_t''\left[\frac{1{,}0}{(1{,}0)^2 + (1{,}08)^2}\right] = K_t''\left(\frac{1{,}0}{2{,}162}\right) =$$

$$= K_t'' \times 0{,}463 \quad (9\text{-}14)$$

Então

$$\frac{T_f}{T_o} = \frac{K_t'' \times 0{,}463}{K_t'' \times 0{,}24} = 1{,}925 \text{ e } T_f = \mathbf{1{,}925}\ T_o .$$

Assim

$$T_f = 1{,}925\,(T_{fl} \times 2) = 3{,}95 T_{fl}$$

O novo torque de partida com resistência adicionada ao circuito do rotor foi quase duplicado.

Os dados do Exemplo 9-5, no qual a resistência combinada do rotor é 1 Ω e a reatância de funcionamento com rotor bloqueado é 1,08 Ω, levaram a um torque de partida de quase quatro vezes o torque de plena carga, comparado a um torque de partida que é duas vezes o torque de plena carga sem resistência adicionada ao circuito do rotor. O efeito da resistência adicionada ao circuito do rotor na redução da corrente de partida está ilustrado no Exemplo 9-6.

EXEMPLO 9-6: A tensão induzida por fase no rotor do motor de indução dos Exemplos 9-4 e 9-5 é 112 V. No instante da partida do motor, calcule:

a. A corrente do rotor por fase e o fator de potência do rotor com o mesmo curto-circuitado.
b. Repita (a) com a resistência adicionada de 0,7 Ω/fase.

Solução:

a. A impedância a circuito bloqueado, por fase, é

$$Z_{bl} = R_r + jX_{bl} = 0{,}3 + j1{,}08 = 1{,}12 \angle 74{,}5^\circ\ \Omega$$

$$I_r = \frac{E_{bl}}{Z_{bl}} = \frac{112}{1{,}12} = \mathbf{100\ A} \quad (9\text{-}6)$$

$$\cos\theta_r = \cos 74{,}5^\circ = 0{,}267; \text{ ou } \cos\theta = \frac{R_r}{Z_{bl}} = \frac{0{,}3}{1{,}12} = \mathbf{0{,}267}$$

b. A impedância com rotor bloqueado, com resistência adicionada no rotor, é

$$Z_{bl} = 1{,}0 + j1{,}08 = 1{,}47 \angle 47{,}2^\circ\ \Omega$$

$$I_r = \frac{E_{bl}}{Z_{bl}} = \frac{112}{147} = \mathbf{76{,}3\ A} \quad (9\text{-}6)$$

$$\cos\theta_r = \cos 47{,}2^\circ = \frac{R_r}{Z_{bl}} = \frac{1{,}0}{1{,}47} = \mathbf{0{,}68}$$

Como se viu no Exemplo 9-6, a corrente do rotor na partida caiu quase 25% com a resistência adicionada ao circuito do rotor, enquanto que produziu quase o dobro do torque de partida em relação ao valor sem esta adição de resistência. Ao mesmo tempo, o fator de potência do rotor aumentou de 0,267 a 0,68 como resultado da inserção da resistência. Este grande aumento do fator de potência foi maior do que o necessário para compensar a diminuição na corrente do rotor na Eq. (9-5) e produziu quase o dobro do torque de partida original. Deve-se também notar que este valor do torque de partida ocorre muito próximo do fator de potência que fornecerá *sempre* o torque de partida *máximo* com o rotor parado, isto é, quando $R_r = X_{bl}$, a um escorregamento unitário, ao co-seno 45°, que é um fator de potência de 0,707.

Para um dado motor de indução de rotor bobinado, portanto, é possível *aumentar o torque de partida* até o *máximo* torque de partida e, simultaneamente, *diminuir a corrente de partida* aumentando a resistência externa inserida do rotor por fase e aumentando ainda o seu fator de potência. Aumentando o fator de potência do rotor acima de 0,707 haverá um *decréscimo maior ainda* da corrente de partida, como mostra a Fig. 9-10a, mas o torque de partida e o torque máximo desenvolvidos tenderão a *diminuir* também como mostra a Fig. 9-10b.

Para grandes motores de indução que arrancam diretamente ligados à linha, a corrente de partida pode ser extremamente alta, causando uma excessiva queda de tensão nas linhas que alimentam corrente para uma instalação particular. Em instalações industriais, essa redução na tensão de linha "doméstica" pode produzir uma redução objetável no brilho das lâmpadas bem como um distúrbio na operação de outros motores e de aparelhos eletrônicos sensíveis à tensão. É característica a redução do tamanho do quadro visto num tubo de televisão como conseqüência desse efeito. Não é *sempre* necessário, além disso, que um motor de indução desenvolva torques de partida de valor próximo ou do mesmo valor do torque máximo. Para a maioria das aplicações, é suficiente um torque de partida de aproximadamente 1,5 a 2 vezes o torque nominal.

Como mostram as Figs. 9-10a e 9-10b, *é* possível desenvolver igual torque de partida ao que é produzido sem a resistência do circuito do rotor a um valor muito mais baixo da corrente de partida, usando-se uma combinação de resistência do rotor R_r mais uma resistência R_x. Sem a resistência do rotor, o torque T_r da Fig. 9-10a produzirá uma corrente elevada I_r. Com a resistência R_x no circuito do rotor é produzido o mesmo torque, T_r, e resulta uma redução *muito maior* na corrente de partida, I_x. Esta enorme redução da corrente de partida é o resultado da operação a um fator de potência muito maior, levantando a questão exposta no Exemplo 9-7b, abaixo.

EXEMPLO 9-7: Usando os dados do motor de indução dos exemplos anteriores, determine:
a. A resistência adicionada ao circuito do rotor.
b. O fator de potência do rotor que produzirá o mesmo torque de partida (duas vezes o torque nominal) que seria produzido com o rotor curto-circuitado.
c. A corrente de partida.

Solução:

As novas condições bem como as originais podem ser representadas na tabela abaixo.

CONDIÇÃO	R_r	X_{lr}	TORQUE DE PARTIDA
Original	0,3 Ω	1,08 Ω	$T_o = 2 \times T_{fl}$
Nova	$(0,3 + R_x)$ Ω	1,08 Ω	$T_n = 2 \times T_{fl}$

a. $$T_o = K_t'' \left[\frac{0,3}{(0,3)^2 + (1,08)^2}\right] = K_t'' \left(\frac{0,3}{1,25}\right) = K_t'' \times 0,24 \qquad (9\text{-}7a)$$

$$T_n = T_o = K_t'' \left[\frac{0,3 + R_x}{(0,3 + R_x)^2 + (1,08)^2}\right] = K_t'' \times 0,24 \qquad (9\text{-}14)$$

Simplificando:

$$0,3 + R_x = 0,24\ [(0,3 + R_x)^2 + (1,08)^2]$$

Desenvolvendo e combinando os termos temos $0,24\ R_x^2 - 0,856\ R_x = 0$

Equação de 2.° grau em duas raízes que, fatorizada, leva a

$R_x(0,24\ R_x - 0,856) = 0$

donde

$$R_x = 0 \text{ e } R_x = \frac{0,856}{0,24} = 3,57\ \Omega$$

Note-se que esta solução mostra que o valor original do torque será obtido com uma resistência externa ou de valor nulo ou de valor igual a doze vezes a resistência original do rotor. Portanto,

$R_T = R_r + R_x = 0,3 + 3,57 = \mathbf{3,87\ \Omega}$

b. $Z_T = R_T + jX_{bl} = 3,87 + j1,08 = 4,02 \angle\ 15,6°\ \Omega$

$$\cos\theta = \frac{R_T}{Z_T} = \frac{3,87}{4,02} = \cos 15,6° = \mathbf{0,963} \qquad (9\text{-}15)$$

c. $$I_r = \frac{E_{bl}}{Z_r} = \frac{112\ \text{V}}{4,02\ \Omega} = \mathbf{28\ A} \qquad (9\text{-}6)$$

Note-se que a corrente do rotor na partida é 28 por cento do valor original da corrente de partida em (a) do Ex. 9-6.

O Exemplo 9-7 ilustra como é possível tirar vantagem do mesmo torque que existe para ambos os casos: a uma grande corrente de partida e a uma baixa corrente de funcionamento, como mostram as Figs. 9-6 e 9-10. O último é usado para reduzir a corrente da linha e as objetáveis quedas de tensão (V. Seções 9-14 e 9-21). Deve ser notado, entretanto, que, no caso de resistências inseridas no circuito do rotor, como mostra a Fig. 9-10b pela curva de $R_r + R_x$, o torque de partida é também o torque máximo.

9-11. CARACTERÍSTICAS DE FUNCIONAMENTO COM RESISTÊNCIAS INSERIDAS NO CIRCUITO DO ROTOR

As características de funcionamento de um motor de anéis, ou de um motor de indução qualquer com resistências inseridas ao rotor são também mostradas na Fig. 9-10b. A gama de funcionamento desde a vazio até a plena carga é representada entre os torques zero e nominal. As curvas indicam que o escorregamento é proporcional ao valor das resistências inseridas no circuito do rotor. Quanto *maior* a resistência inserida, tanto *pior* será a regulação em velocidade do motor. É possível, portanto, variar a velocidade de um motor de indução de rotor bobinado carregado, a qualquer velocidade *abaixo* da velocidade síncrona, pela adição ou pela remoção de resistência do circuito do rotor. Como resultado, a resistência de partida que produz (1) torques de partida elevados e (2) correntes de partida reduzidas pode também servir (3) como um meio de controlar a velocidade para aquelas *abaixo* da velocidade síncrona. O efeito de resistências inseridas no circuito do rotor sobre as características de funcionamento é ilustrado no Exemplo 9-8.

EXEMPLO 9-8: O motor dos problemas prévios (Exs. 9-4 a 9-7) tem uma velocidade a plena carga de 875 rpm com o rotor em curto-circuito. A resistência do rotor é 0,3 Ω. Para o Ex. 9-5, foi utilizada uma resistência adicionada ao rotor de 0,7 Ω e a velocidade de plena carga passou a 817 rpm. Determine as velocidades a plena carga para resistências adicionadas ao rotor de:

a. 1,7 Ω
b. 2,7 Ω
c. 3,7 Ω
d. 4,7 Ω.

Solução:

RESISTÊNCIA TOTAL DO ROTOR $R_r + R_x$ (ohms)	ESCORREGAMENTO	VELOCIDADE A PLENA CARGA (rpm)
Dado	Dado	Dado
0,3	0,0278	875
0,3 + 0,7 = 1,0	0,0926	817
Dado	Calculado	Calculado
(a) 0,3 + 1,7 = 2,0	0,1855	737,5
(b) 0,3 + 2,7 = 3,0	0,278	648
(c) 0,3 + 3,7 = 4,0	0,371	566
(d) 0,3 + 4,7 = 5,0	0,463	482

Escorregamento:

$s_r = S_o \left(\frac{R_r + R_x}{R_r}\right)$ Velocidade do rotor: $N = N_o\,(1 - s_r)$

a. $s_r = 0{,}0278 \left(\dfrac{2}{0{,}3}\right) = 0{,}1855$ $N = 900\ (1 - 0{,}1855) =$ **737,5 rpm**

b. $s_r = 0{,}0278 \left(\dfrac{3}{0{,}3}\right) = 0{,}278$ $N = 900\ (1 - 0{,}278) =$ **648 rpm**

c. $s_r = 0{,}0278 \left(\dfrac{4}{0{,}3}\right) = 0{,}371$ $N = 900\ (1 - 0{,}371) =$ **566 rpm**

d. $s_r = 0{,}0278 \left(\dfrac{5}{0{,}3}\right) = 0{,}463$ $N = 900\ (1 - 0{,}463) =$ **482 rpm**

O Exemplo 9-8 verifica, mais uma vez, que o escorregamento é proporcional a resistência do rotor.

9-12. TORQUE DO MOTOR DE INDUÇÃO E POTÊNCIA DESENVOLVIDA NO ROTOR

A relação básica entre a potência externa e interna, bem como o torque e a velocidade do motor de indução para qualquer tipo é dada por:

$$\text{HP} = \frac{TN}{5.252} \tag{4-15}$$

Como no caso do motor síncrono (Seç. 8-17), é necessário avaliar o torque e/ou a potência desenvolvida pelo rotor do motor de indução em função da tensão, corrente e fator de potência do seu estator. Assim, para qualquer escorregamento dado ou velocidade do rotor, o torque de funcionamento pode ser determinado [Eq. (4-15)] se a potência desenvolvida pelo rotor for conhecida. Para qualquer escorregamento dado, sob quaisquer condições de funcionamento, a corrente do rotor é expressa por:

$$I_r = \frac{sE_{bl}}{\sqrt{R_r^2 + (sX_{bl})^2}} \tag{9-9}$$

Dividindo ambos, numerador e denominador pelo escorregamento, s, temos

$$I_r = \frac{E_{bl}}{\sqrt{(R_r/s)^2 + X_{bl}^2}} \tag{9-9a}$$

A Eq. (9-9a) implica em que a corrente do rotor sob condições de funcionamento, pode ser avaliada em função da tensão de rotor bloqueado, e da reatância para as mesmas condições, por fase, juntamente com termo complexo R_r/s. Assim, a corrente do rotor bem como potência desenvolvida podem ser avaliadas considerando-se o circuito equivalente do rotor mostrado na Fig. 9-11a. Com o motor parado, o escorregamento é *unitário,* e o circuito mostrado na figura satisfaz as condições de rotor bloqueado dadas na Eq. (9-6). Conforme o rotor gira, o escorregamento diminui e então aumenta a resistência "aparente" do rotor. A resis-

tência variável do rotor, como mostra a Fig. 9-11a, pode ser considerada como consistindo dos dois termos mostrados na Fig. 9-11b, ou sejam

$$\frac{R_r}{s} = R_r + R_r\left(\frac{1-s}{s}\right) \tag{9-16}$$

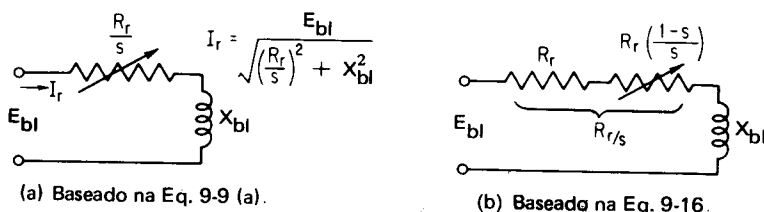



Fig. 9-11 — Circuitos equivalentes do rotor nas condições de funcionamento.

O primeiro termo da Eq. (9-16) representa a resistência real efetiva do rotor, por fase, R_r, e o segundo termo representa uma resistência de carga fictícia, equivalente a ela $R_r\,[(1-s)/s]$, que varia diretamente com a carga e com o escorregamento para as condições de funcionamento. Assim, o circuito da Fig. 9-11b representa verdadeiramente o rotor nas condições *de funcionamento* em função da tensão induzida com rotor bloqueado, da reatância do rotor bloqueado, e dos valores da resistência do rotor fixos e variáveis mostrados.

A resistência fixa do rotor R_r pode ser considerada como a *componente de perda de potência* no circuito do rotor para qualquer dada corrente, e o termo variável, $R_r\,[(1-s)/s]$, pode ser considerado como o *termo associado à potência desenvolvida pelo rotor* (para a potência desenvolvida pelos condutores do rotor) a fim de produzir o torque. Multiplicando cada um dos termos acima da Eq. (9-16) pelo quadrado da corrente do rotor, portanto, para obter as expressões de potência, obtemos a expressão básica

$$\frac{I_r^2 R}{s} = I_r^2 R_r + I_r^2 R_r\left(\frac{1-s}{s}\right) \tag{9-17}$$

ou

$$\begin{matrix}\text{potência de entrada} \\ \text{no rotor por fase}\end{matrix} = \begin{matrix}\text{perda no cobre do} \\ \text{rotor por fase}\end{matrix} + \begin{matrix}\text{potência desenvolvida pelo} \\ \text{rotor por fase}^{10}\end{matrix}$$

A Eq. (9-17) é muito significativa não apenas para efeitos de cálculo da potência desenvolvida no rotor e do torque de funcionamento do motor de indução,

[10] A semelhança da Eq. (9-17) com a Eq. (4-7) deve ser notada. No último caso, a potência desenvolvida por uma armadura de uma máquina CC é a potência suprida à armadura menos a perda no cobre. A Eq. (9-17) estabelece que a potência desenvolvida pelo rotor de um motor de indução é a potência suprida ao rotor menos a perda no cobre do rotor.

mas também como base para a determinação do rendimento a partir dos testes de rotor bloqueado (conforme Cap. 12, Seç. 12-13). É interessante notar-se que, pela Eq. (9-17), a potência de entrada do rotor para *qualquer* carga dada ou escorregamento é dada pela perda no cobre do rotor àquela carga, dividida pelo escorregamento. Mais ainda, a potência desenvolvida pelo rotor é sempre a diferença entre a potência de entrada no rotor e as suas perdas no cobre.

É agora possível expressar o torque desenvolvido no rotor em função da Eq. (4-15) como

$$T = \frac{5.252\ \text{HP}}{N} = \frac{5.252\ P_d}{746\ N} = \frac{7{,}04\ P_d}{N} \quad \text{ou} \quad 7{,}04\left(\frac{P_d}{N}\right) \tag{4-15a}$$

onde N é a velocidade do rotor para qualquer valor de escorregamento.

Mas a potência desenvolvida pelo rotor, para qualquer motor de indução, P_d, a partir da Eq. (9-17) é

$$P_d = I^2 R_r \frac{(1-s)}{s} = P_{in}\ (1-s) \tag{9-18}$$

onde P_{in} é a potência de entrada do rotor em todas as fases.

O torque desenvolvido pelo rotor, assim, é dado pela expressão:

$$T = \frac{7{,}04\ P_d}{N} = \frac{7{,}04\ P_{in}\ (1-s)}{N} = \frac{7{,}04\ P_{in}}{N/(1-s)}$$

Mais ainda, mostrou-se na Eq. (9-1a) que a velocidade síncrona, N_s, é igual a $N/1 - s$. Desta relação, segue-se que o torque pode ser expresso como

$$T = 7{,}04\left(\frac{P_{in}}{N_s}\right) \tag{9-19}$$

onde P_{in} é a potência de entrada total do rotor (em todas as fases) e N_s é a velocidade síncrona, 120 f/P, em rpm.

EXEMPLO 9-9: Um motor de indução de anéis, trifásicos, de 4 pólos, 60 ciclos, 220 V, 1 HP, ligação delta, tem o rotor ligado em estrela, ao qual corresponde um quarto do número de espiras do estator. A velocidade a plena carga é 1.740 rpm, a resistência do rotor é 0,3 Ω e a reatância com rotor bloqueado é 1 Ω. Calcule:

a. A tensão por fase com rotor bloqueado.
b. A corrente do rotor, por fase, nas condições de funcionamento.
c. A potência de entrada no rotor a plena carga (potência de entrada total nas três fases).
d. As perdas no cobre do rotor a plena carga.
e. A potência desenvolvida no rotor em watts e HP.
f. O torque desenvolvido no rotor a partir de (e), usando a Eq. (9-19).

Solução:

a. $E_{bl} = \dfrac{220 \text{ V}}{4} = \mathbf{55 \text{ V/fase com o rotor bloqueado}}$

b. $s = \dfrac{N_s - N}{N_s} = \dfrac{1.800 - 1.740}{1.800} = \mathbf{0{,}0333}$ (9-1)

$$I_r = \frac{E_{bl}}{\sqrt{(R_r/_s)^2 + X_{bl}^2}} = \frac{55 \text{ V}}{\sqrt{(0{,}3/0{,}0333)^2 + (1{,}0)^2}} =$$

$$= \frac{55}{\sqrt{82}} = \mathbf{6{,}075 \text{ A/fase}} \quad (9\text{-}6)$$

c. $P_{in} = 3\left(\dfrac{I_r^2 R_r}{3}\right) = 3\left[\dfrac{(6.075)^2 \times 0{,}3}{0{,}0333}\right] = \mathbf{993 \text{ W}}$ (9-17)

d. As perdas no cobre do rotor $= I_r^2 R_r = P_{in} \times s$
$= 993 \text{ W} \times 0{,}0333 = \mathbf{33{,}1 \text{ W}}$ (9-17)

e. A potência desenvolvida no rotor $= P_{in} - P_{perdas}$
$= 993 - 33{,}1 = \mathbf{959{,}9 \text{ W}}$ (9-17)

Conferência com a Eq. (9-18): $P_d = P_{in}(1 - s)$
$= 993\,(1 - 0.0333) = \mathbf{959{,}9 \text{ W}}$ (9-18)

HP desenvolvidos $= \dfrac{P_d}{746} = \dfrac{959{,}9 \text{ W}}{746 \text{ W/HP}} = \mathbf{1{,}286 \text{ HP}}$

f. $T = \dfrac{\text{HP} \times 5.252}{N} = \dfrac{1{,}286 \times 5.252}{1.740} = \mathbf{3{,}88 \text{ lb-pé}}$ (4-15a)

Conferência com a Eq. (9-19)

$$T = \frac{7{,}04\, P_{in}}{N_s} = \frac{7{,}04 \times 993}{1.800} = \mathbf{3{,}88 \text{ lb-pé}} \quad (9\text{-}19)$$

É também possível computar o torque máximo partindo da Eq. (9-19) se a potência de entrada do rotor for conhecida para o valor de escorregamento no qual ela ocorre, ou,

$$N = \frac{R_r}{X_{bl}} \quad (9\text{-}12)$$

A corrente no rotor correspondente ao ponto de torque máximo é

$$I_r = \frac{E_{bl}}{\sqrt{(R_r/s_{Tmx})^2 + (X_{bl})^2}} \quad (9\text{-}9a)$$

Substituindo a Eq. (9-12) na Eq. (9-9a), temos

$$I_r = \frac{E_{bl}}{\sqrt{2X_{bl}^2}} = \frac{E_{bl}}{\sqrt{2} \times X_{bl}} = 0{,}707\left(\frac{E_{bl}}{X_{bl}}\right) \quad (9\text{-}20)$$

Mas a potência de entrada no rotor P_{in} (para qualquer valor e) para o escorregamento correspondente ao torque máximo [Eq. (9-17)] é

$$P_{in} = \frac{I_r^2 R_r}{s_{Tmx}} \text{ por fase} \quad (9\text{-}17)$$

Substituindo as Eqs. (9-20) e (9-12) na Eq. (9-17) teremos o cálculo da potência correspondente ao torque máximo

$$P_{in} = \frac{E_{bl}^2}{2X_{bl}} \quad \text{W/fase} \qquad (9\text{-}21)$$

O valor de P_{in} assim obtido pode ser substituído na Eq. (9-19) para levar ao torque máximo, como demonstrado pelo Exemplo 9-10.

EXEMPLO 9-10: Calcule o torque máximo que pode ser desenvolvido pelo motor de 1 HP dado no Exemplo 9-9, o escorregamento percentual e a velocidade na qual se desenvolve o torque máximo.

Solução:

$$P_{in} = \frac{E_{bl}^2}{2X_{bl}} = \frac{(55)^2}{2 \times 1} = 1.513 \text{ W/fase} \times 3 \text{ fases} = 4.539 \text{ W} \qquad (9\text{-}21)$$

Substituindo na Eq. (9-19),

$$T_{max} = \frac{7{,}04\, P_{in}}{N_s} = \frac{7{,}04 \times 4.539}{1.800} = 17{,}72 \text{ lb-pé} \qquad (9\text{-}19)$$

Então

$$S_{Tmx} = \frac{R_r}{X_{bl}} = \frac{0{,}3}{1{,}0} = 0{,}3 \qquad (9\text{-}12)$$

e

$$N = N_s(1 - s) = 1.800\ (1 - 0{,}3) = 1.260 \text{ rpm} \qquad (9\text{-}1a)$$

Se os torques de funcionamento e máximo podem ser computados a partir da potência de entrada do rotor, deve ser possível calcular o torque de partida também dessa maneira. Desde que o escorregamento é *unitário* no instante da partida, a Eq. (9-9a) é simplificada até

$$I_r = \frac{E_{bl}}{R_r^2 + X_{bl}^2} \quad \text{no momento da partida} \qquad (9\text{-}9b)$$

e a potência de entrada do rotor, por fase, no escorregamento unitário é

$$P_{in} = I_r^2 R_r \qquad (9\text{-}17a)$$

Substituindo a Eq. (9-9b) na Eq. (9-17a) temos

$$P_{in}, \text{ por fase} = \frac{E_{bl}}{R_r^2 + X_{bl}^2} \times R_r \quad \text{no momento da partida} \qquad (9\text{-}22)$$

que pode ser substituída na Eq. (9-19) e leva ao torque de partida.

EXEMPLO 9-11: Calcule o torque de partida desenvolvido pelo motor de 1 HP do Ex. 9-9.

Solução:

$$P_{in} = 3\left(\frac{E_{bl}^2}{R_r^2 + X_{bl}^2}\right) \times R_r = \left[\frac{3 \times (55)^2}{(0{,}3)^2 + (1{,}0)^2}\right]0{,}3 = 2.495 \text{ W} \qquad (9\text{-}22)$$

Da Eq. (9-19), o torque de partida é

$$T_s = 7{,}04\left(\frac{P_{in}}{N_s}\right) = 7{,}04\left(\frac{2.495}{1.800}\right) = \mathbf{9{,}76 \text{ lb-pé}} \qquad (9\text{-}19)$$

Ver-se-á mais adiante (Seç. 12-13) que, ao se realizar o teste de rotor bloqueado (que é usado para determinar a resistência efetiva do rotor e a reatância do rotor bloqueado para um motor de indução, como parte do método convencional de determinação do rendimento desse motor), é mais facilmente encontrada a potência de entrada do rotor calculada no Exemplo 9-11, a partir da qual o torque de partida é computado como no Ex. 9-11 acima.

Uma aproximação conveniente, que muitas vezes é empregada na solução de problemas de torque do motor de indução, é uma equação para o torque do rotor a qualquer valor, s, do escorregamento, baseada no torque máximo que foi calculado a partir do escorregamento máximo ou de bloqueio. Este pode ser calculado a partir da equação

$$T = T_{max}\left[\frac{2}{(s_{Tmx}/s) + (s/s_{Tmx})}\right] \qquad (9\text{-}23)$$

onde T é o torque para qualquer escorregamento s e T_{max} é o torque máximo que ocorre para o escorregamento s_{Tmx}.

EXEMPLO 9-12: O torque máximo no Ex. 9-10 era 17,72 lb-pé para um escorregamento de 0,3. Calcule:

a. O torque a plena carga para o escorregamento de 0,03333 (do Ex. 9-9).
b. O torque de partida para o escorregamento 1,0 (do Ex. 9-11).

Solução:

Da Eq. (9-23),

$$\text{a. } T = 17{,}72 \text{ lb-pé}\left[\frac{2}{(0{,}3/0{,}03333) + (0{,}03333/0{,}3)}\right] =$$

$$= 17{,}72\left(\frac{2}{9{,}111}\right) = \mathbf{3{,}88 \text{ lb-pé}}$$

$$\text{b. } T = 17{,}72 \text{ lb-pé}\left[\frac{2}{(0{,}3/1{,}0) + (1{,}0/0{,}3)}\right] = 17{,}72\left(\frac{2}{3{,}63}\right) = \mathbf{9{,}76 \text{ lb-pé}}$$

Note-se que este método leva às mesmas respostas obtidas nos Exs. 9-9 e 9-11.

9-13. MEDIDA DO ESCORREGAMENTO POR VÁRIOS MÉTODOS

Ao testar-se um motor de indução e determinar-se o escorregamento para várias condições de carga, é essencial que aquele valor do escorregamento obtido seja preciso, já que ele aparece em todos os cálculos usados nas equações acima. Por esta razão, o escorregamento quase nunca é determinado por medidas diretas da velocidade do rotor, uma vez que um pequeno erro na medida da velocidade do rotor produziria um grande erro no valor do escorregamento. Por exemplo, a velocidade de plena carga no Exemplo 9-9 é 1.740 rpm. Se a velocidade do rotor for medida por um taquímetro (quer mecânico quer elétrico), que tenha um erro possível de 2% (comum para tal tipo de dispositivo), a leitura pode ser 1.740 ± 35 rpm, ou tão alta quanto 1.775 rpm ou tão baixa quanto 1.705 rpm. O valor real do escorregamento, como determina o Exemplo 9-8, é 0,03333; entretanto, o escorregamento correspondendo à medida com um taquímetro com 2% de erro (usando o valor mais baixo) seria $s = \frac{1.800 - 1.705}{1.800}$ ou 0,05275. O erro produzido no valor do escorregamento é, assim, $\frac{0{,}05275 - 0{,}03333}{0{,}03333} = 58{,}26\%$. Então um *pequeno erro* de 2% na medida da *velocidade do rotor* resultou num *erro grande* de 58,3% no cômputo do *escorregamento.* Esse erro no escorregamento seria levado adiante através dos cálculos em todas as equações empregadas, fornecendo valores completamente errados. Por esta razão, a medida da velocidade do rotor é raramente usada e tenta-se *medir diretamente o escorregamento.*

Talvez a maneira mais simples e direta de medir o escorregamento, isto é, diferença da velocidade síncrona e a velocidade do rotor, seja comparar a velocidade do motor de indução com a de um pequeno motor síncrono como mostra a Fig. 9-12a. O motor síncrono empregado deve ter o mesmo número de pólos que o motor de indução. Nas extremidades de cada eixo instala-se um cilindro de um material fenólico ou outro material isolante conveniente, no qual tenham sido convenientemente colocados anéis coletores aos quais se liga um pequeno contactor, como mostra a figura. Os anéis coletores são ligados a uma fonte de tensão em série com o contador elétrico de pulsos (quer do tipo relé eletromecânico ou do tipo contador de pulsos eletrônico digital). O motor síncrono girará sempre à velocidade síncrona, que é a velocidade do campo girante do motor de indução. Cada vez que o motor de indução escorrega uma rotação, os contactores correspondentes ao motor de indução e ao motor síncrono fecham o circuito e registram um pulso. O número de pulsos registrado por minuto (rpm) é correspondente à *velocidade do escorregamento* em rpm, a partir da qual o escorregamento é facilmente calculado pela Eq. (9-1).

Um método similar é mostrado na Fig. 9-12b, que ilustra o uso de *um diferencial mecânico,* cuja engrenagem de saída gira a uma velocidade igual à diferença entre as das duas engrenagens de entrada, às quais estão ligadas os eixos dos motores síncrono e de indução. Um contador mecânico ou um tacômetro mecânico ou elétrico de baixa velocidade será usado para registrar diretamente a velocidade associada ao escorregamento. Este método tem a desvantagem de carregar ligeiramente os motores de indução, devido ao atrito e arrasto da engrenagem do dife-

(a) Contador eletromecânico.

(b) Contador diferencial mecânico.

(c) Método estroboscópico (6 pólos).

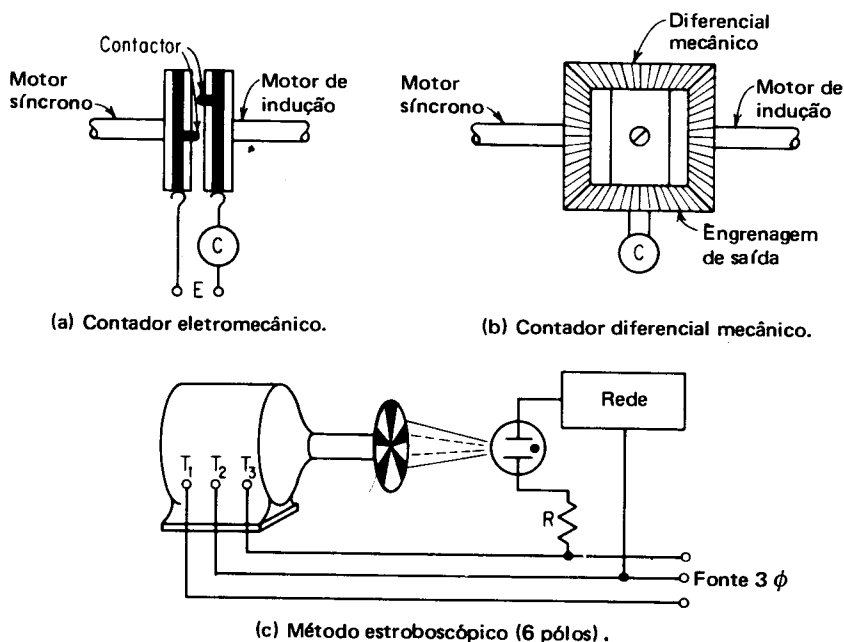



Fig. 9-12 — Vários métodos para medida direta do escorregamento.

rencial, e não deve ser usado em pequenos motores de indução para medida do escorregamento.[11]

Uma medida *ótica* que não produz carregamento de qualquer espécie e que pode, portanto, ser usada no menor dos motores é o método do *estroboscópio* mostrado na Fig. 9-12c. Esse método utiliza um tubo de gás de tamanho e brilho suficientes contendo um gás inerte: néon, argônio ou xenônio, mais comumente. Uma rede desionizante e pulsante proporciona pulsos que são sincronizados à freqüência da linha de alimentação do estator do motor de indução. A luz emitida pelo tubo incandescente pisca em sincronismo com a freqüência da fonte. Se o motor de indução gira à velocidade síncrona, um jorro de luz ocorre a cada vez que o disco do motor e seus setores avançam um pólo (60° no caso). Assim, o disco estroboscópico parece estar parado, porque um novo setor aparece no lugar do outro (cada sexto de volta) para ser iluminado. Toda vez que, devido ao escorregamento, o motor de indução não estiver girando à velocidade síncrona, os setores recebem um jorro de iluminação completo antes de terem completado 60° de rotação. O efeito é que o disco dá a ilusão de estar girando para trás, no sentido oposto ao da rotação do motor. Contando o número de rotações aparentes em um minuto teremos a velocidade associada ao escorregamento em rpm. Para cargas razoavelmente pequenas, este método é muito preciso. Para cargas muito grandes, acima da plena carga, a velocidade do escorregamento aumenta e, algumas vezes, é necessária muita pratica para contar as rotações associadas ao escor-

[11]Pode ser utilizado um diferencial elétrico com menor atrito efetivo, como se vê na Fig. 11-14.

regamento de maneira correta, devido ao grande aumento na velocidade do escorregamento.

O disco mostrado na Fig. 9-12c é usado para um motor de indução de 6 pólos cuja velocidade síncrona é 1.200 rpm. Discos de vários desenhos devem ser usados dependendo da velocidade síncrona a ser medida: dois setores pretos para motores de dois pólos; 4 setores pretos para motores de 4 pólos; e assim por diante.

Nas fábricas em que se empregam lâmpadas fluorescentes para iluminação, o efeito estroboscópico descrito acima pode algumas vezes produzir uma ilusão errônea de que as máquinas que giram rapidamente estão realmente girando muito lentamente ou que estão mesmo paradas. Este perigo é eliminado ligando-se várias luminárias adjacentes a diferentes fases de um suprimento trifásico, ou por meio de redes que desloquem as fases nos lastros de certas luminárias. Dessa maneira, a iluminação produz jorros distribuídos de maneira fortuita e não há periódicos acendimentos e apagamentos, da iluminação máxima à nula, na freqüência da rotação das máquinas ou próxima dela.

9-14. PARTIDA DO MOTOR DE INDUÇÃO

Na maioria das utilizações, residenciais ou industriais, pequenos motores de indução do tipo gaiola, de pequena potência, podem arrancar por ligação direta à linha, sem que se verifiquem quedas objetáveis na tensão de suprimento e sem que se verifique um grande aumento do período de aceleração até a velocidade nominal. Semelhantemente, grandes motores de indução de rotor em gaiola (mesmo de alguns milhares de HP) podem partir por ligação direta à linha sem quaisquer danos ou mudança objetável de características da mesma, desde que esta tenha uma capacidade suficientemente grande de corrente. Por exemplo, na vizinhança de estações geradoras de usinas hidrelétricas, é usual que se abram e fechem as represas por meio de motores de indução de alguns milhares de HP ligados diretamente à linha, sem nenhum dispositivo especial de tensão reduzida para a partida. Conseqüentemente, a "partida direta" à linha *não* precisa ser evitada, se a linha for de capacidade *suficiente* para prover a tensão nominal e a corrente requeridas pela partida do motor de indução e desde que tal partida *não* cause dano ao motor de indução.[12]

[12]Quando os suprimentos tiverem capacidade *limitada*, em comparação à corrente drenada pela partida do motor de indução, entretanto, é possível que, devido à grande queda de corrente da linha e à redução na tensão da linha, o motor de partida (bem como outros motores) possa não desenvolver um torque suficiente para acelerar a carga e, como resultado, possa solicitar correntes excessivas do rotor e estator. Os equipamentos de proteção do motor e da linha podem, depois de um pequeno intervalo, desligar o motor, tornando necessário que este último parta mais uma vez, de novo ocorrendo todos os distúrbios na linha-tensão. As freqüentes flutuações de tensão podem também afetar equipamentos eletrônicos e de iluminação a um grau tal que sejam necessários alguns métodos especiais de partida do motor de indução para limitar a corrente de partida. Se as *linhas* que alimentam o motor de indução do tipo gaiola têm impedâncias desiguais, as tensões no estator podem se tornar desequilibradas, desequilibrando fortemente as correntes de linha, fazendo também com que o equipamento protetor desligue o motor. De fato, um desequilíbrio de 1-2% nas tensões de linha do estator pode provocar um desequilíbrio de 20% nas correntes de linha, produzindo aquecimento localizado no motor e ruptura do enrolamento. O consumidor, usualmente, não se dá conta do desequilíbrio da

Embora haja algumas exceções entre as várias classificações dos motores de indução de tipo gaiola (Seç. 9-21), um motor de indução usualmente requer aproximadamente seis vezes a sua corrente nominal quando arranca com a tensão nominal aplicada ao estator. No instante da partida, a corrente do rotor (e, portanto, a corrente do estator) é determinada pela impedância do rotor bloqueado $R_r + jX_{bl}$. Assim, se a tensão do estator fosse reduzida à metade do seu valor, a corrente de partida seria reduzida também na mesma proporção, isto é, aproximadamente a três vezes a corrente nominal. Mas a Eq. (9-8) indica que, se a tensão de linha do estator for reduzida à metade do seu valor, o torque é reduzido a um quarto do seu valor original. Assim, a *redução* desejável na *corrente* de linha do motor foi obtida à custa de uma *redução maior ainda e indesejável no torque de partida*. Se o motor arranca sob condições severas de carga, isto vai ter algumas conseqüências e é provável que o motor parta com dificuldade ou mesmo não chegue a partir. Por outro lado, se o motor arranca sem carga, como no caso de algumas máquinas-ferramentas, a redução do torque pode não causar sérios problemas e a redução de corrente é vantajosa.

A teoria dos vários métodos de partida será discutida neste capítulo.[13]

9-15. PARTIDA COM TENSÃO REDUZIDA COM AUTOTRANSFORMADOR

Motores de indução de tipo gaiola trifásicos podem arrancar com tensão reduzida usando um único autotransformador trifásico[14] (ou *autocompensador*), ou três transformadores monofásicos, como mostra a Fig. 9-13a. Os *taps* no autotransformador variam de 50 a 80% da tensão nominal. Se o motor não consegue acelerar a carga na mais baixa tensão, os *taps* de tensão mais alta devem ser tentados até que se obtenha o torque de partida próprio e desejado. A Fig. 9-13a é uma representação diagramática de um tipo comercial; o desenho não inclui os relés, proteção de subtensão e contatos usualmente associados aos dispositivos de partida manual ou automática do compensador. A chave tripolar de duas posições é colocada na posição "partida" e deixada lá até que o motor tenha acelerado a carga até aproximadamente a velocidade nominal. É então rapidamente levada à posição "funcionamento", que liga o motor diretamente à linha.

O compensador de partida é usado *somente* durante o período de partida e sua correspondente corrente nominal, baseada em que é um dispositivo de funcionamento *intermitente*, é algumas vezes um tanto *menor* do que a de um transformador da mesma potência, e que poderia ser usado para suprir um motor de indução continuamente a partir de uma fonte de tensão mais alta. O autotransformador age de *duas* maneiras para reduzir a corrente solicitada à linha: (1) reduz

---

tensão da fonte, porque ele mede apenas as tensões de linha do estator com o motor em operação. Ele não se dá conta de que o motor equilibrou suas tensões do estator desequilibrando suas correntes, algumas vezes gravemente.

[13] Para uma discussão de dispositivos manuais e automáticos de partida, veja Kosow, *Control of Electric Machines*, Prentice-Hall, 1973, Cap. 5 e 7.

[14] A teoria dos autotransformadores é apresentada na Seç. 13-12.

(a) Três compensadores ligados em Y. (b) Dois compensadores ligados em delta aberto.

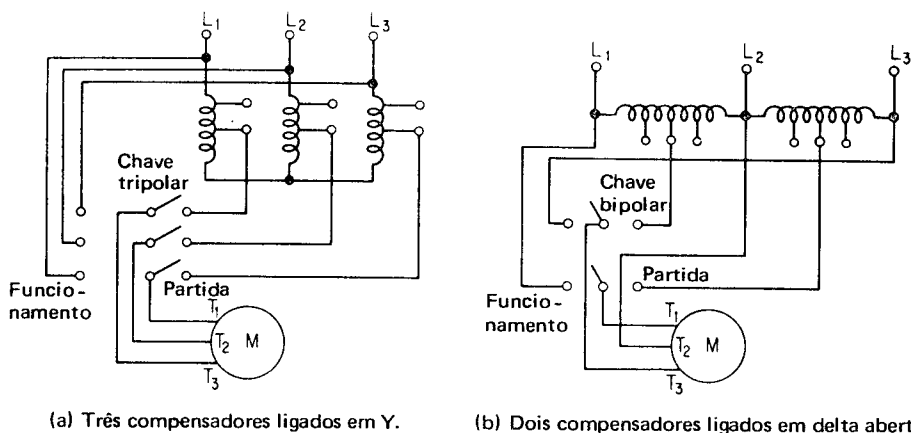



Fig. 9-13 — Partida com tensão reduzida através de autotransformador.

a corrente de partida do motor pela redução de tensão e (2) pela relação de espiras do transformador, na qual a corrente de linha *primária* é menor do que a corrente *secundária* do motor. Uma vez que a relação de espiras também representa a relação de tensões, a corrente de linha de partida é reduzida, portanto, pelo quadrado da relação de espiras, como ilustra o Exemplo 9-13 a seguir.

Como o compensador é usado apenas intermitentemente, uma economia (eliminação de um transformador) é obtida se se ligarem dois transformadores em delta aberto (ou V-V) como mostra a Fig. 9-13b. O arranjo produz um pequeno desequilíbrio da corrente na perna do meio L_2, de aproximadamente 10 a 15% da corrente de partida; mas esse desequilíbrio não é excessivo e não afeta as características de partida do motor de maneira significativa.

EXEMPLO 9-13: Um motor de indução trifásico, 208 V, 15 HP, rotor em gaiola, tem uma corrente nominal de 42 A e uma corrente de partida de 252 A para a tensão nominal. À tensão nominal, o torque de partida é de 120 lb-pé. Um compensador é usado na ligação do motor e para a partida usam-se *taps* de 60%. Calcule:

a. A corrente de partida do motor à tensão reduzida.
b. A corrente de linha do motor, desprezando-se a corrente de excitação do transformador e as perdas.
c. O torque de partida do motor à tensão reduzida.
d. A corrente de linha na partida à tensão reduzida como percentagem da corrente à tensão nominal.
e. O torque na partida à tensão reduzida como percentagem do torque à tensão nominal.

Solução:

a. $I_{pm} = 0.6 \times 252$ A = **151,2 A no motor**

b. $I_L = 0,6 \times 151,2$ A = **90,72 A solicitada da linha**

c. $T_s = (0,6)^2 \times 120$ lb-pé = **43,25 lb-pé**

d. Corrente percentual de linha na partida =

$= \frac{90{,}72\ A}{252\ A} \times 100 = 36$ **por cento da corrente de linha à tensão nominal**

e. Torque percentual de partida $= \frac{43{,}25\ \text{lb-pé}}{120\ \text{lb-pé}} \times 100 = 36$ **por cento do torque de partida à tensão nominal.**

Como mostra o Exemplo 9-13, uma redução de tensão de 60 por cento de tensão nominal resulta numa redução da corrente de linha e do torque para 36 por cento dos valores nominais. Semelhantemente, uma redução na tensão para 70 por cento produziria aproximadamente a metade (49 por cento) do torque de partida e aproximadamente a metade da corrente de linha na partida. O *tap* de 70 por cento é um valor razoável que costuma ser usado na prática.

9-16. PARTIDA COM TENSÃO REDUZIDA, COM REATOR OU RESISTOR PRIMÁRIO

Se um resistor ou um reator é ligado *em série* a cada uma das fases do *estator* na sua ligação à linha, a alta corrente de partida produz uma redução imediata da tensão aplicada aos terminais do estator. O torque do motor é reduzido proporcionalmente ao quadrado da tensão aplicada aos terminais do estator, mas a corrente de linha é reduzida apenas na *proporção da redução de tensão.* A Fig. 9-14a mostra esse circuito, no qual tanto as resistências como as bobinas de reatância podem ser usadas para produzir uma redução suficiente na tensão do estator no momento da partida.

Esse método de partida é algumas vezes chamado "impedância primária de aceleração" e o seu efeito é visto na Fig. 9-14b. É mostrada a curva torque-escorregamento para o motor a plena tensão. Usando quer a resistência primária quer a reatância primária, uma redução na tensão do estator no instante da partida produz a redução de torque indicada. Se esta tensão (e a corrente primária) fosse constante, a curva de torque do motor seria aquela que segue a linha pontilhada mostrada na figura. Conforme o motor acelera, entretanto, a tensão aplicada ao estator aumenta devido à redução na corrente de linha (menos a queda de tensão na impedância em série) e o torque aumenta com o quadrado do aumento da tensão.

A partida com tensão reduzida através de uma resistência em série com o estator *melhorará o fator de potência da partida,* mas produzirá *maiores perdas;* e o torque máximo não será tão grande como seria para a mesma impedância em série usando um reator equivalente. Mas, como indica a Fig. 9-14b, para a mesma impedância, a corrente de partida e o torque no instante da partida são os mesmos para a partida com um resistor ou um reator inseridos. As vantagens da partida com reator, que são as perdas reduzidas, bem como o aumento no torque máximo, são algumas vezes contrabalançadas pelo maior custo dos reatores. Por esta razão, a partida com reator é reservada geralmente a motores de indução de grandes potências.

(a) Partida com reator ou resistor primário.

(b) Efeitos da impedância do estator.

(c) Partida estrela-delta.

(d) Partida por enrolamento parcial.

(e) Resistência secundária para partida e controle.

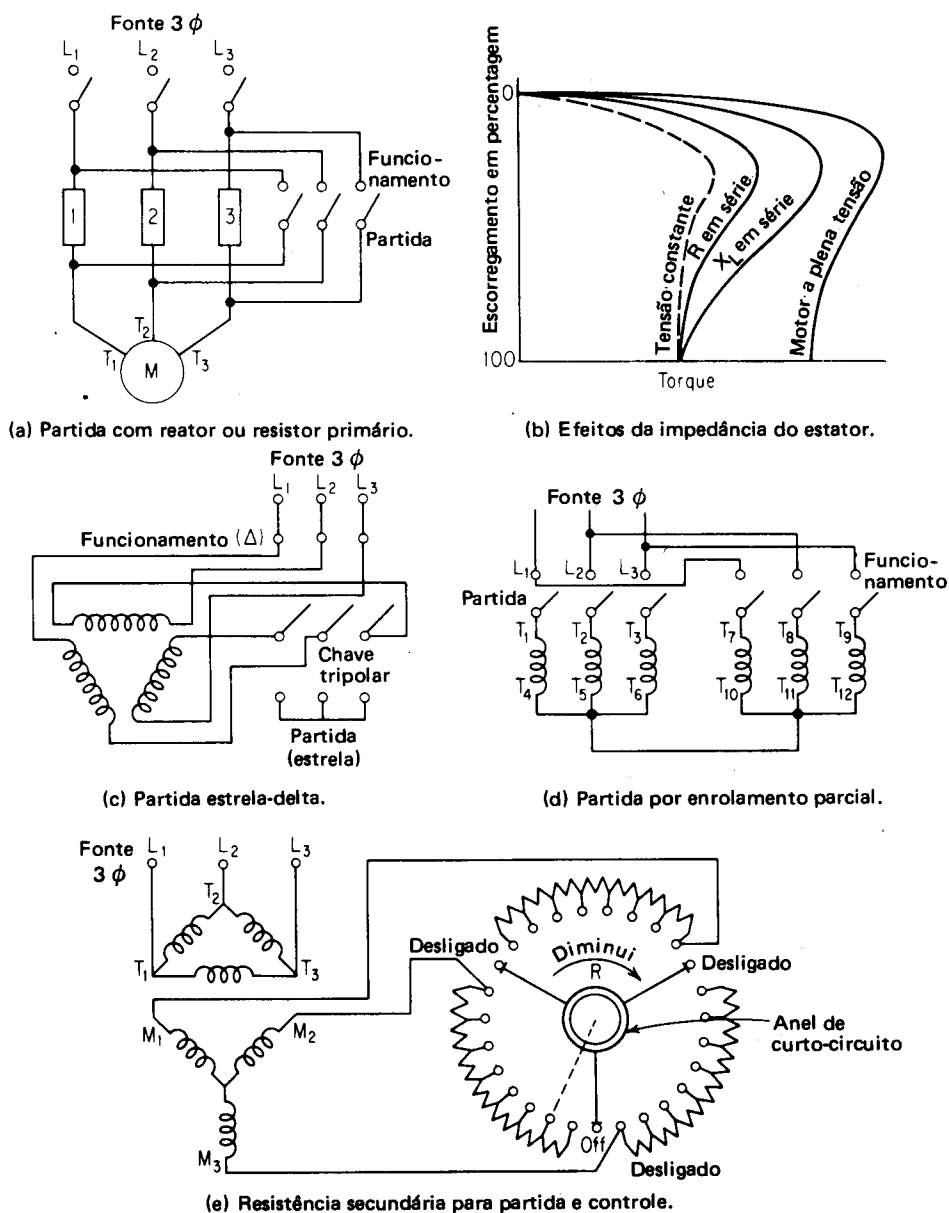



Fig. 9-14 — Métodos de partida para motores de indução.

9-17. PARTIDA ESTRELA-TRIÂNGULO

A maioria dos motores polifásicos de indução tipo gaiola é bobinada com seus enrolamentos no estator em delta (ou malha). Alguns fabricantes fornecem motores de indução com *início* e *fim* de cada *enrolamento de fase* marcados, a fim de

que seja feita a ligação externa. No caso de motores de indução trifásicos, estes podem ser ligados à linha quer em delta, quer em estrela. Quando ligados em estrela, a tensão de fase impressa no enrolamento é $\frac{1}{\sqrt{3}}$ ou 57,8% da tensão de linha. Assim, por meio de chaves, como mostra a Fig. 9-14c, é possível fazer partir um motor de indução em estrela com pouco mais da metade da sua tensão nominal aplicada a cada bobina e fazê-lo funcionar em delta com toda a tensão da linha aplicada por bobina. Como o torque varia com o quadrado da tensão aplicada por fase, a redução de tensão quando da ligação em estrela produzirá aproximadamente um terço do torque normal de partida à plena tensão.

Quando este torque de partida baixo for possível, com uma corrente de partida de aproximadamente 58% da corrente normal de partida, este método, que é razoavelmente barato, é freqüentemente empregado. Deve-se dizer que um tal motor (com 6 terminais de estator no caso de um motor trifásico) é um tanto mais caro que o motor de indução convencional; mas seu custo é menor do que o de um compensador de partida ou impedâncias primárias associadas ao dispositivo de partida.

O chaveamento da posição estrela para a posição delta deve ser feito tão rapidamente quanto possível para eliminar grandes correntes transitórias devidas à momentânea perda de potência.[15] Por esta razão, usam-se chaves com mola acoplada, tripolares, de dupla posição, em lugar das chaves com folha de faca.

9-18. PARTIDA POR FASE DIVIDIDA

Freqüentemente, motores de indução tipo gaiola polifásicos são projetados com enrolamentos parciais ou de fase dividida, isto é, dois enrolamentos idênticos por fase cada um dos quais produzirá o mesmo número de pólos e o mesmo campo magnético girante. A vantagem de tais enrolamentos é que eles podem ser ligados em série para sistemas de alta tensão, ou em paralelo para sistemas de baixa tensão; e um tal motor, do ponto de vista do fabricante, é um motor de mais aceitação no mercado. A Fig. 9-14d mostra um motor de indução tipo gaiola, 220/440 V com enrolamentos divididos podendo ser usado numa linha de 220 V. Na partida, somente uma seção estrela é empregada. As duas chaves são mostradas na Fig. 9-14d para simular o tipo de dispositivo de partida empregado em motores de indução de fase dividida. A vantagem da partida com fase dividida é que a resistência do estator e sua reatância são o dobro das que correspondem aos enrolamentos quando estão em paralelo na partida. A resultante corrente de partida é aproximadamente 65% da corrente de partida normal (com os dois enrolamentos em paralelo), e o torque de partida é da ordem de 45% do torque normal de partida. O motor parte, assim, com metade de seu enrolamento ligado em estrela; e, quando atinge velocidade, o segundo enrolamento é ligado em paralelo. Devido ao pronunciado decréscimo na curva torque-escorregamento durante a partida, os fabricantes usualmente recomendam que a partida por fase dividida seja apenas

[15] TONIOLO, S. B. *Behavior of induction motors after short interruptions of supply*. Elettrotecnica, vol. 30, 1943, pp. 181-4.

utilizada quando o motor parte com carga muito pequena ou sem carga nenhuma, como no caso de ventiladores ou furadeiras.

9-19. PARTIDA DE MOTOR DE INDUÇÃO DE ROTOR BOBINADO

Nenhuma discussão de partida de motor seria completa sem que se mencionasse o motor de indução de rotor bobinado. Como se indicou previamente, o torque de partida do motor de indução de rotor bobinado pode ser ajustado por meio de resistências externas associadas ao circuito do rotor para prover torques de partida da ordem do torque máximo. Limitando-se a corrente no circuito do rotor [Eq. (9-6)], e provendo-se fator de potência e torque mais altos no instante da partida, a corrente de linha no estator é consideravelmente reduzida. O diagrama mostrado na Fig. 9-9 é representado mais uma vez na Fig. 9-14e sem os anéis coletores indicados e sem os detalhes de construção do controlador da resistência. A barra de curto-circuito tem agora a forma de anel, operado por uma manopla isolada.

Na posição "desligado", mesmo com o rotor energizado o motor não girará porque o rotor está em circuito aberto. O motor arranca no primeiro contato com a máxima resistência do circuito do rotor (e torque máximo), e é acelerado movendo-se a manopla no sentido dos ponteiros do relógio, diminuindo a resistência do rotor. Na posição final, o rotor é completamente curto-circuitado. Se os resistores usados no secundário tiverem uma dissipação para permanecerem no circuito, o dispositivo de partida pode servir também como controlador de velocidade (Fig. 9-10b). A combinação da capacidade para desenvolver altos torques de partida para partir sob carga com as vantagens advindas do controle da velocidade tem levado o motor de indução de rotor bobinado a uma grande popularidade para numerosas aplicações.

9-20. MOTOR DE INDUÇÃO COM PARTIDA DE LIGAÇÃO DIRETA À LINHA, COM ROTOR DE DUPLA GAIOLA

Deve-se notar que, com exceção do transformador e da impedância ligada ao estator, os métodos de partida à tensão reduzida exigem construções especiais para os motores delta-estrela, para os de fase dividida ou para o motor de indução de rotor bobinado. Em resposta à grande demanda de um motor de construção simples, que pudesse arrancar diretamente ligado à linha e que *não* produzisse objetáveis flutuações na tensão daquela, desenvolveu-se o rotor de dupla gaiola. As curvas de torque-escorregamento para o motor de indução normal (categoria A, Fig. 9-16) indicam que as características de *funcionamento* (velocidade aproximadamente constante com a carga) são *excelentes*, mas que as características de *partida* são *pobres* (alta corrente a baixo fator de potência). Inversamente, omitindo a vantagem do controle de velocidade, o motor de indução de rotor bobinado (descrito na seção anterior) tem uma *excelente característica de partida*, mas *pobres características de funcionamento* (escorregamento proporcional à resistência do rotor); ademais, a aquisição de um motor de indução de rotor bobinado implica

num custo maior devido ao controlador e seus resistores associados. O motor de indução de rotor bobinado tem uma alta resistência de rotor na partida, enquanto que o motor de indução convencional tem uma baixa resistência do rotor durante o seu período de funcionamento.

O rotor de *dupla gaiola*, mostrado na Fig. 9-15, foi desenhado para que se conseguisse um melhor motor de indução de partida direta da linha. Dependendo das suas características nominais, usam-se algumas variações na construção do rotor. A Fig. 9-15b mostra um rotor fundido correspondente a um motor de grande capacidade, no qual são usados dois conjuntos de barras do rotor de diferentes *ligas*, tendo seções transversais de mesma área ou de áreas diferentes. A barra de *cima* é construída de uma liga de cobre de *alta resistência* e a barra de *baixo* pode ser de alumínio fundido ou de uma liga de cobre de *baixa resistência*. As barras de *cima* estão *próximas* do campo magnético girante e estão engastadas em ferro, de maneira que, quando por elas circula a corrente, sua auto-indutância e sua reatância de dispersão são *pequenas*. As barras de *baixo* são engastadas *profundamente* nas ranhuras e estão separadas do ferro do estator por um grande entreferro magnético, produzindo uma *elevada* auto-indutância e uma grande reatância de dispersão.

(a) Laminação típica. (b) Ligas diferentes. (c) Rotor de alumínio fundido.

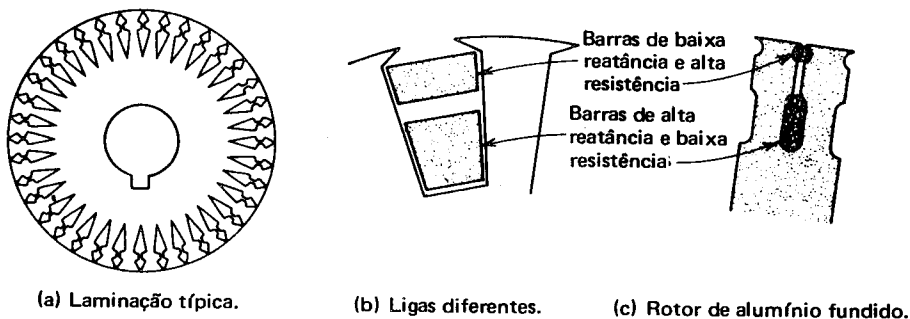



Fig. 9-15 — Construção dupla gaiola do rotor.

Na partida, portanto, quando a *freqüência do rotor* é *grande* e igual à da linha, a *impedância* do enrolamento de *baixo* é *muito maior* que a do enrolamento de cima. A maior parte da corrente do rotor é induzida, portanto, no enrolamento de *cima*, que é projetado de tal maneira que sua alta resistência *iguale* sua reatância *durante a partida*, desenvolvendo-se o torque máximo.

Conforme o motor acelera, entretanto, a freqüência do rotor decresce e a impedância do enrolamento mais baixo ou mais interno também decresce, fazendo com que mais e mais corrente seja induzida nele. Para pequenos valores de escorregamento, portanto, quando o motor está na sua gama de funcionamento normal de plena carga, a maior parte da corrente circula pelo enrolamento de baixo de *baixa resistência*, levando a um alto rendimento (baixas perdas no cobre) e a uma boa regulação de velocidade (escorregamento proporcional à resistência).

Em motores menores, como mostram as Figs. 9-15(a) e (c), as laminações são projetadas de tal maneira que, em virtude da forma e da seção transversal,

possa ser usada uma liga comum. As barras de baixo têm maior área e menor resistência com maior reatância, e as barras de cima de menor área têm maior resistência e menor reatância.

9-21. CLASSIFICAÇÃO COMERCIAL DOS MOTORES DE INDUÇÃO

O desenvolvimento do rotor de dupla-gaiola criou uma tal versatilidade no que toca ao projeto dos motores de indução que conduziu a uma variedade de características torque-escorregamento. *Ajustando convenientemente* o enrolamento de dupla-gaiola, os fabricantes desenvolveram *numerosas variantes* do projeto do rotor fundido único ou *normal*. Essas variantes resultam em torques de partida maiores ou menores que os do desenho normal e também correntes de partida reduzidas. Para distinguir-se entre os vários tipos disponíveis, a Associação Brasileira de Normas Técnicas, com base em estudos da NEMA (National Electrical Manufacturer's Association), adotou um sistema de código alfabético, no qual cada tipo de motor de indução de rotor em gaiola é construído de acordo com um tipo particular normalizado de projeto e se situa numa certa categoria designada por uma letra.[16] Uma vez que cada letra especifica um tipo diferente de construção do rotor, a descrição a seguir servirá para esclarecer a seleção de motores do tipo gaiola para os diferentes tipos de serviço.

9-21.1 CATEGORIA A

Como mostra a Fig. 9-16, o motor da categoria A é um motor de indução do tipo gaiola *normal* construído para uso à velocidade constante. Tem grande a área das ranhuras (para uma boa dissipação de calor) e as barras do rotor razoavelmente profundas. Durante a partida, a densidade da corrente é elevada em pontos próximos à superfície do rotor; durante o funcionamento, ela se distribui de maneira razoavelmente uniforme. Esta diferença permite alta resistência e baixa reatância na partida, resultando em um torque de partida de 1,5 a 1,75 vezes o torque nominal (de plena carga). O torque de partida razoavelmente alto e a baixa resistência do rotor produzem uma aceleração bastante rápida até a velocidade nominal. Como mostra a Fig. 9-16, o motor de indução da categoria A tem a *melhor* regulação em velocidade (cerca de 3 a 5%). Mas a sua corrente de partida infelizmente varia entre cinco e sete vezes a corrente nominal, tornando-o menos desejável para partida direta, principalmente para os tamanhos maiores. Em potências menores que 5 HP, entretanto, um motor de indução da categoria A tem freqüentemente partida direta; e, devido à sua rápida aceleração, não se produzem os efeitos indesejáveis das correntes extremamente elevadas.

[16]A classificação em categorias, aqui discutida, não deve ser confundida com o código de letras do National Electric Code (NEC), adotado também pela ABNT. A parte especial do NEC aqui mencionada é dada no apêndice como Tabela A-6. Cada letra representa uma relação específica dos kVA na partida para a potência nominal unitária. A Tabela A-6 é usada para determinar-se o tipo de fusível para um dado motor. As letras do código da Tabela A-6 aplicam-se a todos os motores CA mono ou polifásicos, enquanto que a classificação em categorias refere-se aos motores de indução apenas. Os dois grupos de letras não são correlacionados: a classificação em categorias nada tem a ver com as letras do código.

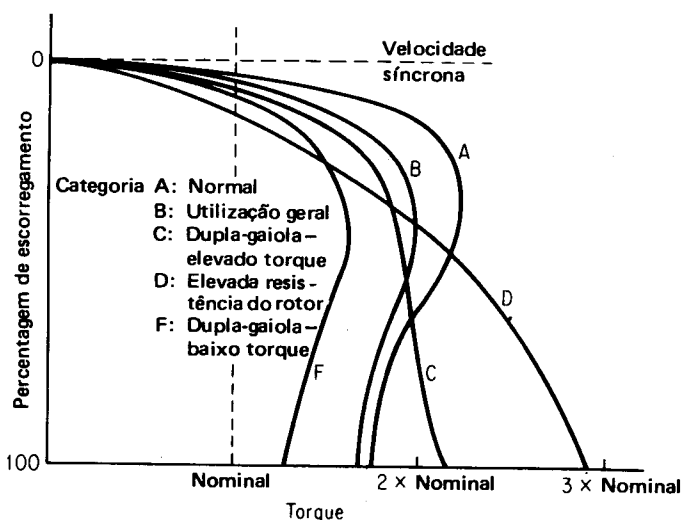



Fig. 9-16 — Carâcterísticas torque-escorregamento de motores de indução de rotor em gaiola de esquilo comerciais (padrão NEMA).

9-21.2 CATEGORIA B

Esta letra designa um motor de indução que é algumas vezes chamado de motor de *utilização geral.* Como mostra a Fig. 9-16, sua curva torque-escorregamento assemelha-se muito à do motor normal (categoria A). O enrolamento do motor está mais profundamente engastado nas ranhuras do rotor, do que o normal da categoria A, e a maior profundidade tende a aumentar as reatâncias de partida e de funcionamento do rotor. O aumento da reatância de partida reduz um pouco o torque de partida, mas *reduz também a corrente de partida.* Um valor algo menor de corrente de excitação é usado neste motor para produzir a corrente reduzida de partida e a característica mostrada na figura. As correntes de partida variam de 4,5 a 5 vezes a corrente nominal; e, nos tamanhos maiores, acima de 5 HP, ainda se usam métodos de arranque à tensão reduzida para esta categoria. Devido à sua corrente de partida algo menor e sua característica praticamente igual aos da categoria A, os da categoria B são os motores geralmente preferidos em tamanhos maiores.

9-21.3 CATEGORIA C

O motor de indução identificado pela letra C é um motor cujo rotor é do tipo dupla-gaiola descrito na seção anterior e mostrado na Fig. 9-15. Desenvolve um torque de partida maior, de 2 a 2,5 vezes o nominal, em comparação com os das categorias A e B, e uma corrente de partida (menor) de 3,5 a 5 vezes a nominal. Devido ao seu elevado torque, ele acelera rapidamente. Quando usado com cargas pesadas, de elevada inércia, entretanto, tem dissipação térmica limitada, já que a maior parte da corrente se concentra no enrolamento superior. Sob condições

de partidas freqüentes, o motor pode apresentar tendência ao sobreaquecimento. Adapta-se melhor a cargas instantâneas elevadas mas de pequena inércia. A Fig. 9-16 mostra que este motor continua a desenvolver um torque elevado quando o escorregamento cresce até o correspondente ao torque máximo, que ocorre com o rotor bloqueado. O motor categoria C, entretanto, tem pior regulação em velocidade que os das categorias B e A, como mostra a Fig. 9-16.

9-21.4 CATEGORIA D

A designação D refere-se ao motor conhecido como motor do rotor de *alta resistência*, portanto de *alto torque*. As barras do rotor são construídas de uma liga de alta-resistência e são colocadas em ranhuras próximas à superfície ou engastadas em ranhuras de pequeno diâmetro. A relação da resistência para a reatância do rotor, na partida, é maior que nos motores das categorias anteriores. Como mostra a Fig. 9-16, o torque de partida destes motores aproxima-se a 3 vezes o torque nominal, com correntes de partida de 3 a 8 vezes a carga nominal, dependendo do projeto. Este motor é projetado para ciclos de trabalho incluindo partidas pesadas; mas novamente, como nos motores categoria C, não é recomendado para partidas freqüentes devido à pequena seção transversal e à pouca capacidade de dissipação térmica. Encontra sua principal aplicação em cargas tais como estampadoras e guilhotinas, que exigem elevado torque com a aplicação de cargas súbitas. A regulação em velocidade é a mais pobre de todas as categorias, como mostra a Fig. 9-16.

9-21.5 CATEGORIA F

O motor de indução identificado pela letra F é conhecido como motor de *dupla-gaiola, baixo torque*. É projetado fundamentalmente para ser um motor de *baixa corrente de partida*, uma vez que requer a *menor corrente de partida* entre todas as categorias apresentadas. O motor categoria F tem uma muito elevada resistência do rotor em ambos os enrolamentos, quer o de partida, quer o de funcionamento, tendendo a aumentar a impedância de partida e de funcionamento, e a reduzir as respectivas correntes. O motor categoria F foi projetado para substituir o motor categoria B. O motor categoria F produz torques de partida de aproximadamente 1,25 vezes o nominal, e baixas correntes de partida de 2 a 4 vezes a nominal. Os motores categoria F, para serviços usuais, são geralmente produzidos em tamanhos maiores que 25 HP. Devido às resistências relativamente elevadas do rotor quer na partida, quer em funcionamento, estes motores têm regulação em velocidade mais pobre que a dos motores da categoria B, menor capacidade de sobrecarga, e normalmente menor rendimento. Quando acionados com cargas leves, entretanto, as baixas correntes de partida eliminam a necessidade de equipamento de tensão reduzida, mesmo nos tamanhos grandes.

A Tabela A-9 do Apêndice relaciona os valores de correntes e torques de partida para motores de indução trifásicos de 220 V, em tamanhos de 1/2 HP a 200 HP correspondentes a cada uma das categorias acima.

9-21.6 CONTROLE DA VELOCIDADE DE MOTORES DE ROTOR FUNDIDO

Contrariamente ao caso do motor de anéis, o motor do tipo gaiola não se adapta fácil ao controle da velocidade. Mais ainda, a fraca regulação em velocidade de algumas categorias, como a D, segundo a Fig. 9-16, pode criar a necessidade de algumas maneiras de variação de velocidade que permitam obter a velocidade desejada para uma determinada carga.

Há três maneiras possíveis de variar a velocidade dos motores em gaiola, ou sejam:

1. alterando a freqüência aplicada ao estator,
2. alterando o número de pólos do estator (e conseqüentemente do rotor),
3. reduzindo a tensão aplicada ao estator.

O segundo método, alteração do número de pólos, requer motores especiais projetados para alteração do número de pólos por meio de um conveniente chaveamento, no qual os enrolamentos são ligados em combinações série ou paralelo. Tais motores são chamados motores do tipo gaiola de *múltipla velocidade*. Motores do tipo gaiola de múltipla velocidade podem ser encontrados em combinações de 2 velocidades ou 4 velocidades, mas estas técnicas são limitadas aos motores polifásicos menores.

O terceiro método possível, de reduzir a tensão aplicada ao estator enquanto o motor gira a uma dada carga, como mostra a Eq. (9-13), reduz o torque máximo e o nominal na proporção do quadrado da tensão aplicada ao estator. Conquanto este método seja utilizado extensivamente em motores de indução monofásicos, *não* se adapta aos polifásicos por duas razões: 1) a tensão aplicada deve ser reduzida consideravelmente a fim de que se produza a necessária redução no torque e na velocidade. Isto faz com que se torne muito pobre a regulação em velocidade do motor e mesmo algo instável com as mudanças de carga; 2) as correntes do estator e do rotor aumentam quando a tensão decresce, ao manter-se constante o torque. Por isto é que a tensão do estator deve ser reduzida consideravelmente, a fim de efetuar-se uma alteração na velocidade, novamente se produzindo uma muito pobre regulação em velocidade.

O método mais útil, portanto, é o primeiro, envolvendo uma alteração na tensão e freqüência aplicadas ao estator, uma vez que não requer motores especiais e aplica-se igualmente a todas as categorias de motores do tipo gaiola. Os motores do tipo gaiola polifásicos são freqüentemente cotados para 50/60 Hz, mas isto não implica em que não haja diferença na operação. A uma redução da freqüência aplicada ao estator de 5/6 o motor funciona a 5/6 da velocidade, de acordo com a Eq. (9-1a), em toda sua característica velocidade-carga. Mais ainda, a fim de manter-se o mesmo fluxo no estator (e a densidade de fluxo), a tensão aplicada ao estator deve ser reduzida na *mesma proporção*. Infelizmente, à menor velocidade, a capacidade do motor *se* autoventilar é reduzida. Ao mesmo tempo, devido à menor tensão no estator, a corrente de entrada nele e a sua potência aumentam (na relação de 6/5), produzindo-se mais calor internamente. O

rendimento é também reduzido. É óbvio, assim, que uma tentativa de obter-se baixas velocidades por meio de reduções na freqüência e tensão do estator é algo limitada.

Inverso é o caso com as velocidades mais altas e, em vista da pobre regulação em velocidade de algumas categorias de motores do tipo gaiola, estas velocidades mais altas podem ser desejadas. A freqüências mais altas e tensões do estator correspondentemente mais altas, a corrente e a potência de entrada são reduzidas, o rendimento e a velocidade crescem e, devido ao aumento da autoventilação, a capacidade aumenta. É precisamente por isto que motores de 400 Hz, da mesma potência de motores de 60 Hz, são muito menores que estes, em tamanho.

Em geral, pode-se dizer que motores do tipo gaiola projetados para operação a 50/60 Hz podem ser operados na gama de 25 a 180 Hz, levando-se em conta

1. que a tensão do estator deve ser aumentada ou diminuída na mesma proporção que a freqüência[17], e
2. que nas freqüências e velocidades menores, a capacidade é reduzida, bem como o rendimento.

Acerta-se, de modo geral, que, para se obter controle de velocidade em motores do tipo gaiola polifásicos, por alteração da freqüência, a fonte de potência deve ser um conversor de freqüência eletrônico polifásico ou um alternador acionado por uma máquina primária de velocidade variável. Conforme aumenta a velocidade do alternador, *ambas*, tensão e freqüência do alternador aumentam, o que simplifica, em muito, o controle da velocidade pela alteração da freqüência. Não são necessários ajustes especiais da tensão, *mas* deve-se notar que um tal método de controle da velocidade, particularmente em motores maiores, é extremamente caro. Por esta razão, vários arranjos mecânicos com engrenagens e polias cônicas são seguidamente usados em lugar dos métodos elétricos acima apontados.

9-22. O GERADOR DE INDUÇÃO

As curvas torque-escorregamento da Fig. 9-16 indicam (até o ponto do torque máximo) que o torque é proporcional ao escorregamento, isto é, à medida que o escorregamento decresce, o torque decresce também. Quando o escorregamento é zero, *na* velocidade síncrona, o torque é zero. Isto deve significar que, se a máquina de indução é acionada a uma velocidade superior à síncrona, isto é, a um escorregamento *negativo*, o torque será negativo (o motor recebe potência mecânica em vez de entregá-la) e ocorre a operação como gerador. A transição entre a operação como motor e a operação como gerador é uma função do escorregamento.

De maneira contrária ao alternador síncrono, que é acionado a uma velocidade síncrona com respeito a outros alternadores que alimentam o barramento, o gerador de indução *deve* ser acionado a uma velocidade *acima da síncrona*, a fim de entregar potência *ao* barramento. A saída do gerador de indução depende, assim, do *valor do escorregamento negativo*, ou de quão rápido o rotor está sendo

[17]Veja problemas 12-2 e 12-3, bem como os exemplos 13-4 e 13-5 na Seção 13-2.

acionado, *acima da velocidade síncrona,* no *mesmo sentido* de rotação que corresponderia operando como motor de indução. Qualquer motor de indução, independentemente do tipo, operará como gerador de indução, embora os tipos de rotores de baixa resistência produzam maiores correntes para a mesma tensão induzida.[18]

O *gerador de indução não é* um gerador auto-excitado. É assim necessário excitar o estator a partir de uma fonte externa polifásica à sua tensão e freqüência nominais. Ele gerará apenas quando estiver ligado a uma fonte de tensão e freqüência fixas e se estiver então acionado a uma velocidade acima da velocidade síncrona estabelecida pela freqüência de suprimento. A Fig. 9-17 mostra as condições fasoriais para um motor de indução operando com uma corrente em atraso, de um ângulo de fase θ_m; a componente da corrente de magnetização do estator, I_m, está atrasada da tensão de suprimento de 90°. Quando o motor é acionado por uma máquina primária externa a uma velocidade superior à síncrona, uma fem induzida do tipo gerador E_g, produz uma corrente I_g, do mesmo tipo.

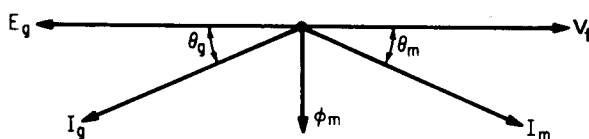



Fig. 9-17 — Relações fasoriais aproximadas para motores e geradores de indução.

A corrente geradora tem como sua componente a corrente de excitação do estator, I_m, e a corrente de tipo gerador I_g sempre *se adiantará* em relação à sua tensão gerada, E_g. Conforme o escorregamento negativo aumenta, a tensão gerada, E_g, aumenta, aumentando a corrente gerada em adianto, I_g, entregue ao barramento. A um escorregamento de aproximadamente –0,05, ou –5%, o gerador de indução está a plena carga (as barras do rotor e os enrolamentos do estator carregando a corrente nominal). Como o gerador de indução *sempre* fornece uma *corrente em adianto* à linha, ele tem uma provável aplicação como corretor do fator de potência. Não é usado para esta finalidade, entretanto, uma vez que requer uma máquina primária, enquanto um compensador síncrono superexcitado não a requer.

O princípio do gerador de indução é importante, entretanto, na *frenagem dinâmica* de motores de indução; a máquina atua como um dispositivo de sobrevelocidade e produz ação de frenagem quando a velocidade do motor excede à síncrona, uma vez que o motor de indução tornar-se-á automaticamente gerador de indução neste caso. (É também importante no estabelecimento do sistema de proteção contra curto-circuito quando se utilizam motores de indução.)

[18]Acima da velocidade síncrona, o gerador de indução serve como freio dinâmico automaticamente. Abaixo da velocidade síncrona, qualquer motor do tipo gaiola polifásico é frenado dinamicamente, (1) removendo-se a potência aplicada ao estator e (2) substituindo-a por CC. O motor se torna um gerador CC com a armadura em curto circuito, produzindo elevadas correntes do rotor e levando o motor rapidamente à parada. V. KOSOW, *Control of Electric Machines*, Prentice-Hall, 1973, Cap. 7.

9-23. MÁQUINAS DE INDUÇÃO COMO CONVERSORES DE FREQÜÊNCIA

A fem induzida no rotor de um motor de indução de rotor bobinado pode ser coletada dos anéis do circuito do rotor. Se o motor de rotor bobinado é *acionado* a qualquer velocidade, o *gerador de indução* atuará como *conversor de freqüência* meramente pela variação da velocidade do rotor e do sentido de rotação do mesmo. Por exemplo, se o estator de uma máquina de indução é excitado a 60 Hz, o acionamento do rotor no mesmo sentido (que o movimento como motor) produzirá freqüências abaixo da de 60 Hz da fonte, e à velocidade síncrona a freqüência será zero. Em repouso, a freqüência gerada é 60 Hz; e, quando acionada à velocidade síncrona no sentido oposto, a máquina gerará 120 Hz. A equação geral para a freqüência de um conversor de indução é:

$$f_{conv} = f_{sínc}\left(1 \pm \frac{N_{conv}}{N_{sínc}}\right) \quad (9\text{-}24)$$

onde $f_{sínc}$ é a freqüência síncrona do estator em hertz
$N_{sínc}$ é a velocidade síncrona (120 f/P) em rpm
N_{conv} é a velocidade do conversor em rpm.

O sinal *mais* na Eq. (9-24) é usado quando o sentido da rotação é oposto ao do campo girante do estator, e o sinal *menos* quando o sentido é o *mesmo* do campo girante.

EXEMPLO 9-14: Um motor de indução de rotor bobinado de oito pólos, operando ligado a uma fonte de 60 Hz, é acionado por uma máquina primária de velocidade variável para funcionar como conversor de freqüência.

a. Se for operado a 1.800 rpm no sentido oposto e então a 450 rpm no mesmo sentido, que freqüências resultarão?
b. Calcule as velocidades e os sentidos de rotação requeridos para obterem-se as freqüências de:
   1. 25 Hz
   2. 400 Hz
   3. 120 Hz

Solução:

Usando a Eq. (9-24),

a. $f_{conv} = f\left(1 + \frac{1.800}{900}\right) = 60 \times 3 = 180$ **Hz** para 1.800 rpm no sentido oposto ao do campo magnético girante.

$f_{conv} = f\left(1 - \frac{450}{900}\right) = 30$ **Hz** para 450 rpm no mesmo sentido.

b. 1. $25 = 60\left(1 + \frac{N_{conv}}{900}\right)$

$N_{conv} = \left(-1 + \frac{25}{60}\right) 900 = \left(-\frac{35}{60}\right) 900 = -$ **525 rpm ou 525 rpm no mesmo**

sentido do campo girante.

2. $400 = 60\left(1 + \frac{N_{conv}}{900}\right)$

$$N_{conv} = \left(-1 + \frac{400}{60}\right) 900 = \left(\frac{340}{60}\right) 900 = 5.100 \text{ rpm, no sentido oposto.}$$

3. $120 = 60\left(1 + \frac{N_{conv}}{900}\right)$

$N_{conv} = \left(-1 + \frac{120}{60}\right) 900 = (1)\ 900 = 900$ rpm, em sentido oposto, comparado ao do campo girante.

O valor da fem induzida no rotor do conversor de freqüência é meramente uma função da velocidade relativa do rotor em relação ao fluxo do estator (como o é a freqüência produzida). No Exemplo 9-14(a), a fem a 180 Hz é seis vezes a fem a 30 Hz, uma vez que uma velocidade de 1.800 rpm no sentido oposto ao da velocidade síncrona (produzindo três vezes a fem para o rotor bloqueado) guarda uma relação de seis para um em relação à velocidade de 450 rpm no mesmo sentido que a velocidade síncrona (produzindo a metade da fem para o rotor bloqueado).

O uso de motores de indução de anéis como conversores de freqüência também encontra aplicação no controle da velocidade dos motores de indução pela ligação múltipla e em várias técnicas secundárias de "tensões estranhas".[19]

BIBLIOGRAFIA

1. ALGER, P. L. *The nature of polyphase induction machines.* New York, Wiley & Sons, 1951.
2. — & ERDELYI, E. Electromechanical energy conversion. *Electro-Technology,* Sept. 1961.
3. — & KU, Y. H. Speed control of induction motors using saturable reactors. *Electrical Engineering,* Feb. 1957.
4. AMERICAN STANDARDS ASSOCIATION. *A-C induction motors.* New York, ASA, (ASA C50.2).
5. BEST, I. W., JR. Applying squirrel-cage induction motors. *Electrical Manufacturing,* Nov. 1956.
6. BEWLEY, L. V. *Alternating current machinery.* New York, Macmillan, 1949.
7. —. *Tensor analysis of electrical circuits and machines.* New York, Ronald Press, 1961.
8. BUCHANAN, C. H. Duty-cycle calculations for wound-rotor motors. *Electrical Manufacturing,* Nov. 1959.
9. CARR, C. C. *Electrical machinery.* New York, Wiley & Sons, 1958.
10. COOK, J W. Squirrel-cage induction motors under duty-cycle conditions. *Electrical Manufacturing,* Feb. 1956.
11. COONEY, J. D. Applying ac motors to specific types of load. *Electrical Manufacturing,* July 1956.

[19]Para uma discussão dos métodos comerciais de controle da velocidade de motores de indução polifásicos, veja KOSOW, *Control of Electric Machines,* Prentice-Hall, 1973.

12. CROSNO, C. D. *Fundamentals of electromechanical conversion.* New York, Harcourt, Brace, Jovanovich, 1968.
13. DANIELS. *The performance of electrical machines.* New York, McGraw-Hill, 1968.
14. FITZGERALD, A. E. & KINGSLEY, C. *The dynamics and statics of electromechanical energy conversion.* 2. ed. New York, McGraw-Hill, 1961.
15. FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, JR. C.; KUSKO, A. *Electric machinery.* 3. ed. New York, McGraw-Hill, 1971.
16. FITZPATRICK, D. Reduced-voltage starting for squirrel-cage motors. *Electrical Manufacturing,* Mar. 1960.
17. GEMLICH, D. K. & HAMMOND, S. B. *Electromechanical systems.* New York, McGraw-Hill, 1967.
18. HINDMARSH, J. *Electrical machines.* Elmsford, N. Y., Pergamon Press, 1965.
19. JONES, C. V. *The unified theory of electrical machines.* New York, Plenum, 1968.
20. KARR, F. R. Squirrel-cage motor characteristics useful in setting protective devices. *AIEE Paper,* 59-13.
21. LIWSCHITZ, M. M.; GARIK, M.; WHIPPLE, C. C. *Alternating current machines.* Princeton, Van Nostrand, 1946.
22. MCFARLAND, T. E. *Alternating current machines.* Princeton, Van Nostrand, 1948.
23. MAJMUDAR, H. *Introduction to electrical machines.* Boston, Allyn and Bacon, 1969.
24. MEISEL, J. *Principles of electromechanical energy conversion.* New York, McGraw-Hill, 1966.
25. NASAR, S. A. *Electromagnetic energy conversion devices and systems.* Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1970.
26. O'KELLY & SIMMONS. *An introduction to generalized electrical machine theory.* New York, McGraw-Hill, 1968.
27. PUCHSTEIN, A. F.; LLOYD, R.; CONRAD, A. G. *Alternating current machines.* 3. ed. New York, Wiley/Interscience, 1954.
28. ROBERTSON, B. L. & BLACK, L. J. *Electric circuits and machines.* 2. ed. Princeton, Van Nostrand, 1957.
29. SCHMITZ, N. L. & NOVOTNY, D. W. *Introductory electromechanics.* New York, Ronald Press, 1965.
30. SCHOHAN, G. Static frequency multipliers for induction motors. *Electrical Manufacturing,* Apr. 1956.
31. SEELY, S. *Electromechanical energy conversion.* New York, McGraw-Hill, 1962.
32. SELMON. *Magnetoelectric devices: transducers, transformers and machines.* New York, Wiley/Interscience, 1966.
33. SKILLING, H. H. *Electromechanics: a first course in electromechanical energy conversion.* New York, Wiley/Interscience, 1962.
34. THALER, G. J. & WILCOX, M. L. *Electric machines: dynamics and steady state.* New York, Wiley/Interscience, 1966.
35. WHITE, D. C. & WOODSON, H. H. *Electromechanical energy conversion.* New York, Wiley/Interscience, 1959.
36. WOLL, R. F. Applying the wound-rotor motor. *Westinghouse Engineer,* Mar. 2953.

QUESTÕES

9-1. Descreva as diferenças, no que diz respeito à construção, entre um motor síncrono e um motor de indução de rotor em gaiola de esquilo com relação

a. ao estator

b. ao rotor.

9-2. Indique dois tipos construtivos de rotores de motores de indução e descreva cada um deles.

9-3. Em relação à Questão 9-2,
a. qual o tipo de rotor que permite a introdução de uma tensão "estranha"?
b. como se torna este rotor equivalente a um rotor em gaiola?

9-4. Reproduza a Fig. 9-1 completamente, mas para uma armadura de 12 ranhuras com 2 ranhuras/pólo-fase produzindo um campo magnético de 4 pólos (Indicação: V. Fig. 9-2). Mostre:
a. os campos magnéticos resultantes produzidos por cada um dos grupos de bobinas
b. a rotação dos campos resultantes para cada instante
c. que o deslocamento de fase dos campos resultantes corresponde exatamente ao deslocamento fase-tempo da freqüência da fonte.

9-5. Se n é o número de ranhuras/pólo-fase, mostre que o número de pólos, P, que corresponde ao produzido no estator e no rotor de um motor gaiola trifásico é $P = 2n$.

9-6. Explique de que forma a armadura de um estator de um motor síncrono de pólos não salientes ou de um motor de indução pode produzir
a. o mesmo número de pólos de um motor do tipo gaiola
b. um campo girante cuja velocidade síncrona é representada por $120f/P$ ou $120f/2n$
c. um campo magnético estacionário (Indicação: CC é uma forma de onda de freqüência zero).

9-7. a. Explique por que o rotor de um motor do tipo gaiola é sempre forçado a girar no mesmo sentido do campo magnético girante.
b. Explique por que a inversão dos terminais de duas linhas produz a inversão no sentido de rotação do rotor.
c. Explique por que a velocidade do rotor é essencialmente uma função da velocidade síncrona do estator (que, por sua vez, é função da freqüência do mesmo) e do escorregamento.

9-8. O motor de indução é algumas vezes chamado de um transformador de freqüência variável. À luz desta afirmativa, explique:
a. as condições sob as quais as freqüências do rotor e do estator são as *mesmas*
b. as condições sob as quais a freqüência do rotor é *menor* que a freqüência do estator
c. as condições sob as quais a freqüência do rotor é *maior* que a freqüência do estator
d. as condições sob as quais a tensão induzida no rotor (secundária) e a sua corrente são máximas
e. as condições sob as quais a tensão induzida no rotor (secundária) e a sua corrente são mínimas.

9-9. a. Indique 3 equações que representem o torque de partida, a rotor bloqueado, do rotor de um motor do tipo gaiola.
b. Explique por que o torque de partida de qualquer motor do tipo gaiola *dado* é essencialmente uma função da tensão aplicada ao estator.
c. Se a tensão do estator aplicada a um motor tipo gaiola for a metade da tensão nominal, qual o torque de partida produzido?
d. Repita a parte (c) acima para a corrente de partida produzida.
e. Há alguma vantagem em reduzir-se a corrente de partida de um motor do tipo gaiola?

9-10. a. Estabeleça a equação que representa o torque para qualquer valor do escorregamento, definindo todos os termos.
b. Estabeleça a equação que representa o torque máximo desenvolvido em qualquer motor do tipo gaiola, definindo todos os termos. De quais três fatores depende o torque máximo?
c. Estabeleça, sob a forma de equação, a condição de escorregamento correspondente ao torque máximo.

d. Em relação a (c), qual o termo variável e qual o termo fixo para um dado motor do tipo gaiola?
e. Explique a expressão "o torque máximo ocorre àquele valor de escorregamento para o qual a reatância do rotor iguala a resistência efetiva do rotor" (V. Eqs. 9-3, 9-12).
f. Por que deve aumentar o escorregamento quando a carga aumenta?

9-11. Se o escorregamento correspondente ao torque máximo na Fig. 9-10b, devido a R_r é 0,2, encontre:
a. a relação da reatância a rotor bloqueado para a resistência para um escorregamento s e um escorregamento $4 \times s$
b. a relação da resistência para a reatância a rotor bloqueado para um escorregamento s e um escorregamento $4 \times s$
c. qual dos valores acima representa a relação S_{Tmx}?
d. qual das curvas da Fig. 9-10b produz uma relação S_{Tmx} menor que a unidade?
e. qual das curvas produz uma relação S_{Tmx} maior que a unidade?
f. a que valor de escorregamento a resistência do rotor será sempre igual à reatância a rotor bloqueado?
g. que curvas na Fig. 9-10b têm uma reatância a rotor bloqueado maior que a resistência no momento da partida (motor parado)?
h. que curvas têm uma resistência do rotor maior que a reatância a rotor bloqueado (motor parado)?

9-12. A partir das curvas da Fig. 9-6, encontre:
a. o valor aproximado do escorregamento para o qual ocorre o torque máximo
b. o escorregamento para o qual ocorre o torque de partida
c. o valor aproximado do escorregamento para o qual o torque de operação iguala o torque de partida
d. o valor aproximado da corrente do rotor que corresponde ao torque de funcionamento em (c), acima
e. o escorregamento aproximado para o torque correspondente à carga nominal
f. o valor aproximado da corrente do rotor que corresponde ao torque de funcionamento em (e) acima.

9-13. Explique por que o FP (fator de potência) de um motor em gaiola é
a. pequeno para cargas pequenas
b. pequeno para cargas grandes (devido a razões outras que não as correspondentes ao item a)
c. razoavelmente elevado para cargas próximas da nominal
d. importante na determinação da quantidade de corrente do rotor e do estator que devem circular para desenvolver o torque necessário para contrabalançar o torque de carga.

9-14. Explique por que o rendimento de um motor do tipo gaiola é
a. pequeno para cargas pequenas
b. pequeno para cargas pesadas (devido a razões outras que não as correspondentes ao item a)
c. razoavelmente elevado para cargas próximas da nominal
d. um máximo, e as condições para as quais ocorre este máximo.

9-15. Explique por que o torque de um motor do tipo gaiola é:
a. um máximo para cargas bem além da potência nominal
b. maior na partida que para cargas nominais
c. essencialmente uma função da resistência efetiva do rotor.

9-16. Para um motor de anéis, explique por que
a. é possível variar a resistência efetiva do rotor

b. uma variação na resistência do rotor produz uma variação no torque de partida
c. um aumento do torque de partida produz uma diminuição da corrente de partida
d. o torque máximo é o mesmo para qualquer valor da resistência do rotor, até atingir-se o valor da reatância do rotor, para este parado
e. o torque de partida é menor que o torque máximo para valores de resistências do rotor maiores que a reatância do rotor (para motor parado) bloqueado
f. a corrente é reduzida e seu FP aumentado para as condições de (e) acima.

9-17. Para um motor de anéis que tem uma dada resistência do rotor, é possível ter *dois* valores
a. do escorregamento que produzam o mesmo torque? Explique.
b. do torque que produzam a mesma corrente do estator e do rotor? Explique.
c. da resistência total do rotor que produzam o mesmo torque de partida? Explique.
d. do torque máximo? Explique.

9-18. Utilizando as curvas das Figs. 9-6 e 9-10 e as Equações correlatas, explique por que
a. a corrente do rotor deve ser sempre máxima para o máximo torque, em vez de o ser para o torque de partida
b. a corrente do rotor necessária para produzir o torque desenvolvido varia inversamente com o FP do rotor
c. a mínima corrente de partida é obtida para um FP do rotor de 0,707 na partida
d. aumentos do FP do rotor para valores acima de 0,707 produzirão diminuições de corrente de partida, mas também produzirão diminuições no torque de partida e no torque máximo desenvolvido.

9-19. a. Explique por que a resistência a rotor bloqueado é menor que a resistência efetiva do rotor sob carga nas condições de funcionamento.
b. Expresse a relação entre a resistência efetiva do rotor carregado sob as condições de funcionamento e a resistência a rotor bloqueado, sob a forma de uma equação.
c. Utilizando os termos de (b) acima, defina:
1. potência desenvolvida no rotor, por fase
2. perdas no cobre do rotor, por fase
3. potência de entrada do rotor, por fase.
d. Expresse os termos de (c) em uma única equação.

9-20. O ensaio a rotor bloqueado para um motor de indução é ao mesmo tempo simples e significativo, porque conduz às medidas da tensão a rotor bloqueado E_{bl} e reatância do rotor bloqueado X_{bl} além da resistência do rotor, R_r. Dados os valores destas três grandezas e o valor da corrente nominal do rotor, I_r, mostre, através de equações, como é possível calcular-se
a. a máxima potência de entrada para o torque máximo
b. o torque máximo
c. o escorregamento correspondente ao torque máximo
d. a velocidade para a qual se desenvolve o torque máximo
e. a potência de entrada do rotor para qualquer valor do escorregamento
f. o torque para qualquer valor do escorregamento
g. a potência de entrada do rotor no instante da partida
h. o torque de partida.

9-21. Em relação à medida do escorregamento, explique por que
a. a medida direta da velocidade do rotor nunca é usada para se calcular o escorregamento
b. para a medida do escorregamento prefere-se um método ótico aos demais métodos
c. o método estroboscópico torna algumas vezes difícil a obtenção de medidas precisas do escorregamento para cargas grandes, além da nominal. Qual o método alternativo para a utilização nestes casos?
d. o número de pólos produzido pelo estator é significativo na escolha do disco ótico a ser utilizado no método estroboscópico.

9-22. Ao dar-se partida a motores de indução por ligação direta à linha, explique as condições nas quais
a. não é objetável uma corrente de partida elevada
b. pode ser objetável uma corrente de partida elevada
c. o motor de anéis pode reduzir a sua corrente de partida
d. o motor do tipo gaiola pode reduzir a sua corrente de partida.

9-23. Compare, para uma redução de 57,8% da tensão de linha, os métodos de partida: autotransformador, resistor primário, reator primário, chave estrela-triângulo no que diz respeito:
a. à corrente de partida
b. ao torque de partida.
c. Qual dos métodos de partida acima produz a menor corrente primária (do estator) e por quê?

9-24. Compare a partida, com enrolamento parcial, com os métodos descritos na Questão 9-23 no que diz respeito à corrente e ao torque de partida.

9-25. a. Explique, em termos de torque e corrente de partida, por que um motor de indução com rotor de dupla gaiola de ligação direta à linha é preferível a um motor de gaiola normal.
b. Para o rotor de dupla gaiola, explique a distribuição de correntes e o fator de potência da corrente para os condutores superior e inferior nas
1. condições de partida
2. condições de funcionamento.

9-26. Para as 5 categorias de motores do tipo gaiola, faça uma tabela com as seguintes *colunas*: categoria do motor de gaiola, torque de partida, corrente de partida, torque máximo, regulação em velocidade e aplicação.
Compare as 5 categorias (A, B, C, D, e F) preenchendo todas as linhas da tabela.

9-27. a. Enumere 3 maneiras possíveis de controlar a velocidade de motores do tipo gaiola de rotor fundido.
b. Qual destes 3 métodos é mais universal, sendo aplicável a todos os motores gaiola?
c. Se se varia a freqüência aplicada ao estator de um motor gaiola, por que se deve variar a tensão na mesma proporção? (Indicação: V. Ex. 13-4)
d. Quais as desvantagens resultantes da diminuição da velocidade pela redução da freqüência e tensão?
e. Quais as vantagens correspondentes ao aumento da velocidade pelo aumento da freqüência e tensão?
f. Por que um alternador polifásico acionado por uma máquina primária de velocidade variável é a fonte de tensão ideal para o controle da velocidade de um motor gaiola polifásico?

9-28. a. Por que são necessários os motores de anéis?
b. Compare as características de partida dos motores de anéis com as dos motores do tipo gaiola.
c. Compare as características de funcionamento dos motores de anéis com as dos motores do tipo gaiola.
d. Indique ao menos duas aplicações dos motores de anéis para as quais não se possam utilizar motores do tipo gaiola.

9-29. a. Sob que condições de escorregamento uma máquina assíncrona funciona como gerador?
b. Por que um gerador de indução sempre fornece uma corrente em adianto ao barramento? Explique, utilizando diagramas fasoriais, como se controla a carga de um gerador de indução.
c. Compare, para a correção do fator de potência, a utilização de um gerador de indução

com a de um motor síncrono sobreexcitado a partir do item (b), acima.

d. Cite uma aplicação onde seja possível funcionar com um motor do tipo gaiola como se fosse gerador. Quais as limitações de tal operação?

9-30. a. Sob que condições um motor de anéis é útil como conversor de freqüência?
b. Como é possível obterem-se freqüências abaixo da freqüência síncrona do estator?
c. Repita (b) para freqüências acima da freqüência síncrona do estator.
d. Qual a vantagem de se utilizar um motor de anéis, como gerador de freqüência, sobre um conjunto síncrono motor-gerador (V. Seç. 8-23)?

PROBLEMAS

9-1. O escorregamento a plena carga de um motor do tipo gaiola de 12 pólos, 60 Hz é 5%. Calcule:
a. A velocidade a plena carga.
b. A velocidade síncrona.
c. A regulação em velocidade.

9-2. Um motor do tipo gaiola de 6 pólos, 60 Hz tem uma velocidade nominal de 1.140 rpm. Calcule:
a. A velocidade síncrona.
b. O escorregamento a plena carga.
c. A regulação em velocidade.

9-3. O rotor de um motor de anéis 3 ϕ de 8 pólos, 60 Hz, 208 V tem 60% do número de espiras do estator por fase. O estator é ligado em delta e o rotor em estrela, tendo seus terminais trazidos a anéis coletores. Calcule a freqüência do rotor e a tensão entre anéis nas seguintes condições:
a. Rotor bloqueado.
b. Rotor com o escorregamento nominal de 9%.
c. O rotor é acionado por outro motor no sentido oposto ao do campo girante do estator a uma velocidade de 600 rpm.
d. Repita (c) para uma velocidade de 900 rpm.

9-4. A resistência e a reatância do rotor de um motor do tipo gaiola com o rotor bloqueado são 0,1 Ω/fase e 0,8 Ω/fase, respectivamente. Imaginando uma relação de transformação unitária do estator de 8 pólos com 120 V de tensão de fase, a 60 Hz, para o secundário do rotor, calcule
a. A corrente de partida do rotor por fase.
b. A corrente do rotor para plena carga a um escorregamento de 6%.
c. A corrente do rotor no valor de escorregamento que produz o torque máximo.

9-5. Um motor do tipo gaiola de 6 pólos, 25 HP, 60 Hz, 440 V tem um torque de partida de 152 lb-pé e um torque de plena carga de 113 lb-pé. Calcule:
a. O torque de partida quando a tensão de linha do estator é reduzida para 300 V.
b. A tensão que deve ser aplicada ao estator para desenvolver um torque de partida igual ao torque de plena carga.
c. A tensão que deve ser aplicada a fim de que o motor opere à carga nominal ligado a uma rede de 60 Hz.

9-6. A corrente de partida do motor do Problema 9-5 é 128 A quando se aplica a tensão nominal ao estator. Calcule:
a. A corrente de partida quando a tensão é reduzida para 300 V.
b. A tensão que deve ser aplicada ao estator a fim de que ele não exceda a corrente nominal de linha de 32 A.

9-7. A reatância a rotor bloqueado de um motor do tipo gaiola de 6 pólos, 60 Hz é três vezes a resistência do rotor por fase. Calcule:
a. Escorregamento.
b. Velocidade.
c. A freqüência do rotor para a qual o torque máximo é desenvolvido.

9-8. A partir dos dados do motor do tipo gaiola do Problema 9-4, calcule
a. A potência máxima de entrada do rotor, em watts, para o torque máximo [use a Eq. (9-17)]. Confira a sua resposta através da Eq. (9-21).
b. O torque máximo desenvolvido pelo rotor em lb-pé.
c. O torque para um escorregamento de 5%.

9-9. A velocidade nominal de um motor de indução trifásico, de anéis, 6 pólos, 60 Hz é 1.120 rpm, com os anéis curto-circuitados. Calcule a velocidade quando
a. Se adiciona ao circuito do rotor uma resistência externa, por fase, igual à sua resistência.
b. Repita (a) para uma resistência igual ao dobro da do rotor.
c. Repita (a) para uma resistência três vezes maior que a do rotor.

9-10. A velocidade a plena carga de um motor de anéis, de 60 Hz, 12 pólos é 550 rpm. Com rotor bloqueado, a reatância do rotor é 2 Ω e a sua resistência 0,6 Ω. Calcule:
a. O escorregamento e a velocidade para o ponto do torque máximo.
b. A resistência a ser inserida no rotor para que o torque máximo se dê na partida.
c. A nova velocidade a plena carga com a resistência adicionada no circuito do rotor.
d. A regulação em velocidade com a resistência no circuito do rotor.
e. A relação das velocidades a plena carga com e sem resistência externa no circuito do rotor.

9-11. Um motor do tipo gaiola polifásico, de 60 Hz, seis pólos tem uma velocidade de plena carga de 1.160 rpm, e seu respectivo torque é de 7,2 lb-pé. A fem induzida no motor é 50 V por fase. A reatância a rotor bloqueado é 0,8 Ω e a resistência é 0,2 Ω/fase, respectivamente. Para escorregamentos de 1,0; 0,75; 0,5; 0,25; 0,1; 0,05; 0,0333; 0,02 e 0,01, respectivamente, calcule e tabele as seguintes quantidades: fem do rotor, a reatância, a impedância, a corrente e o fator de potência, por fase.

9-12. A partir dos dados tabelados do Problema 9-11, calcule
a. A potência trifásica na entrada do rotor utilizando a Eq. (9-3), $E_r I_r \cos\theta$, no instante da partida.
b. A potência trifásica na entrada do rotor utilizando a Eq. (9-17) no instante da partida.
c. O torque de partida utilizando a Eq. (9-19).
d. O torque máximo utilizando a Eq. (9-23).
e. O torque de plena carga, a partir do torque de partida, utilizando a Eq. (9-23). Compare com o valor dado no Problema 9-11.

9-13. Utilizando os valores do torque de plena carga dados no Problema 9-11
a. Calcule os torques para cada um dos valores tabelados no Problema 9-11.
b. Desenhe a curva torque-escorregamento utilizando o escorregamento em ordenadas e o torque em abscissas.

9-14. Utilizando os valores da corrente do rotor calculados no Problema 9-11, calcule, para cada um dos valores do escorregamento
a. A potência de entrada do rotor [utilizando a Eq. (9-17)].
b. O torque [utilizando a Eq. (9-19)]. Compare os valores com os obtidos no Problema 9-13.

9-15. O estator, ligado em delta, de um motor de anéis, trifásico, de seis pólos, 60 Hz, 220 V tem o dobro do número de espiras do rotor, por fase. A resistência do rotor é 0,1 Ω/fase e a reatância a rotor bloqueado é 0,5 Ω/fase. A velocidade a plena carga é 1.140 rpm. Calcule:

a. A fem a rotor bloqueado por fase, a tensão entre os anéis coletores, a freqüência e a corrente do rotor.
b. O escorregamento para o qual ocorrerá o torque máximo e a correspondente corrente do rotor, por fase, bem como a potência de entrada total do rotor a partir dos valores do escorregamento e daqueles correspondentes ao rotor bloqueado.
c. O torque máximo.
d. O torque de partida e o torque a plena carga.

9-16. A potência total suprida a um motor do tipo gaiola trifásico é 4.000 W e as perdas correspondentes ao estator são 150 W. Calcule:
a. A perda de potência quando o escorregamento é 4%.
b. A potência mecânica total desenvolvida.
c. A potência de saída do motor em HP se as perdas de atrito e ventilação são 80 W.
d. O rendimento total do motor.

RESPOSTAS

9-1(a) 570 rpm (b) 600 rpm (c) 5,27 por cento 9-2(a) 1.200 rpm (b) 5 por cento (c) 5,26 por cento 9-3(a) 215,5 V, 60 Hz (b) 19,4 V, 5,4 Hz (c) 360 V, 100 Hz (d) 431 V, 120 Hz 9-4(a) 148,8 A (b) 64,8 A (c) 106 A 9-5(a) 70,7 lb-pé (b) 379 V (c) 367 V 9-6(a) 87,3 A (b) 110 V 9-7(a) 1/3 (b) 800 rpm (c) 20 Hz 9-8(a) 9.000 W (b) 70,4 lb-pé (c) 36,1 lb-pé 9-9(a) 1.040 rpm (b) 960 rpm (c) 880 rpm 9-10(a) 0,3, 420 rpm (b) 1,4 Ω (c) 0,278 (d) 38,5 por cento (e) 0,807: 1 9-11 Para um escorregamento apenas de 0,25: 12,5 V, 0,2 Ω, 0,283 Ω, 44,2 A, 0,707 FP 9-12(a) 2.210 W (b) 2.210 W (c) 12,95 lb-pé (d) 27,5 lb-pé (e) 7,22 lb-pé 9-13(a) Torques, partindo com escorregamento unitário: 12,95 lb-pé, 16,5 lb-pé, 22,0 lb-pé, 27,5 lb-pé, 18,95 lb-pé, 10,56 lb-pé, 7,20 lb-pé, 4,375 lb-pé, 2,20 lb-pé 9-14(a) Potência de entrada do rotor apenas: 2.210 W, 2.800 W, 3.780 W, 4.680 W, 3.240 W, 1.800 W, 1.230 W, 745 W, 375 W 9-15(a) 110 V, 60 Hz, 215 A, 190,5 V (b) 0,2, 155,5 A, 36.300 W (c) 213 lb-pé (d) 81,9 lb-pé 9-16(a) 154 W (b) 4,95 HP (c) 4,85 HP (d) 0,904.

DEZ

motores monofásicos

10-1. GENERALIDADES

Os dois capítulos precedentes detiveram-se principalmente nos motores polifásicos síncronos e assíncronos. Há numerosas instalações industriais e residenciais para as quais a alimentação de energia elétrica é feita apenas através de sistemas *monofásicos* CA. Além disto, em todas as instalações há, normalmente, necessidade de motores pequenos que, operando a partir de redes monofásicas, acionam várias máquinas, como sejam, máquinas de costura, furadeiras, aspiradores, condicionadores de ar, etc. Genericamente, o termo "motor pequeno" significa um motor de menos de 1 HP, isto é, um motor de *potência fracionária*[1], e a maioria

[1] Um motor pequeno, conforme definição da ASA (American Standards Association) e da NEMA (National Electrical Manufacturers Association) é "um motor que tenha uma carcaça menor que aquela correspondente à de um motor de 1 HP, para funcionamento contínuo, tipo aberto entre 1.700 e 1.800 rpm". Os motores pequenos são normalmente considerados fracionários (fração de HP), mas, uma vez que a determinação se baseia no tamanho da carcaça, são interessantes as seguintes comparações:

dos motores monofásicos é, na verdade, de motores de potência fracionária. Mas os motores monofásicos são também construídos nos tamanhos correspondentes às potências inteiras: 1,5, 2, 3, 5, 7,5 e 10 HP para redes monofásicas de 115 V ou 230 V, ou mesmo 440 V para as unidades de 7,5 e 10 HP (V. Tabela A-4, Apêndice). Utilizam-se motores-série monofásicos, de potências inteiras, em tamanhos especiais, que vão desde centenas até alguns milhares de HP em serviços de tração elétrica.

Os princípios básicos dos motores monofásicos CA são inerentemente aqueles previamente estudados. O princípio de indução é empregado extensivamente, devido à simplicidade do rotor e porque ele diminui as dificuldades da comutação. Várias técnicas são utilizadas para produzir o campo magnético girante necessário para a partida dos motores de indução monofásicos, que empregam a fase dividida e os pólos ranhurados. Mostrar-se-á, entretanto, que um rotor de indução, uma vez já em funcionamento através de um campo magnético girante, continuará a funcionar a partir de uma fonte de alimentação monofásica. Portanto, outras técnicas de partida podem ser utilizadas, tais como os motores de indução com partida à relutância ou com partida por torque de repulsão.

Os motores síncronos monofásicos, de relutância e de histerese, foram discutidos nas Seçs. 8-27 e 8-28 e os subsíncronos na Seç. 8-29, principalmente porque suas características de torque são muito diferentes das de outras classes de motores monofásicos. Utiliza-se também o princípio do motor de comutador CC, principalmente em motores de tamanhos razoavelmente grandes, como no motor-série CA e nos tipos de potências nominais fracionárias, como os motores *universais*. Pequenos motores universais funcionam em tensões de 6 V ou mesmo mais baixas (no caso de motores de baterias solares) e em freqüências de CC que vão até algumas centenas de hertz, com velocidades que chegam a 20.000 rpm.

Os requisitos de carga e de ciclo de trabalho para motores monofásicos facilmente serão tão, ou talvez mais, severos que os das máquinas polifásicas, devido à falta de procedimentos de manutenção rotineira em instalações domésticas ou residenciais. Os motores-série CA monofásicos, particularmente, são algumas vezes projetados para aplicações extremamente pesadas, como em guindastes, elevadores ou serviços de tração (locomotivas elétricas), podendo então ter tamanhos que vão de alguns HP a vários milhares. Alternadores e motores síncronos monofásicos são muito comumente utilizados em serviços de ferrovias. Genericamente, as máquinas de maior capacidade são realmente máquinas síncronas trifásicas, de ligação estrela, desequilibradas, com uma fase aberta e, como tal, utilizadas em locomotivas em conjuntos M-G que atingem vários milhares de HP.

Devido ao fato de que o motor de *indução* monofásico *não tem, inerentemente, torque de partida*, isto é, *não tem* o verdadeiro campo magnético *girante*, que é

1. Um motor de 3/4 HP, 9[illegible] rpm, não é considerado um motor fracionário, porque sua carcaça, se utilizada em um motor de 1.800 rpm, conduziria a uma potência maior que 1 HP. Assim, considerá-lo-emos um motor de potência *inteira* ou $0{,}75\ \text{HP} \times \frac{1.800}{900} = 1{,}5\ \text{HP}$.
2. Um motor de 1,5 HP a 3.600 rpm *é* um motor fracionário devido ao tamanho da sua carcaça, que, se utilizada para um motor de 1.800 rpm, conduziria a uma potência menor que 1 HP, ou seja $1{,}5\ \text{HP} \times \frac{1.800}{3.600} = 0{,}75\ \text{HP}$.

fundamental para o motor de indução polifásico, empregam-se vários métodos para *iniciar* a rotação do rotor tipo gaiola de esquilo. Como conseqüência, surgiu uma classificação dos motores de indução monofásicos baseada nos métodos empregados para a partida (V. Seç. 10-18) e estes motores serão considerados em primeiro lugar, seguidos de uma discussão dos motores monofásicos do tipo comutador.

10-2. CONSTRUÇÃO DE MOTORES DE INDUÇÃO MONOFÁSICOS

O *rotor* de qualquer motor de indução monofásico é intercambiável com o de um motor do tipo gaiola polifásico (Categorias A ou B), V. Seç. 9-21. Não há ligações *físicas* entre o rotor e o estator, havendo, isto sim, um entreferro uniforme entre eles. As ranhuras do estator são uniformemente distribuídas e normalmente utiliza-se um "enrolamento-parcial" monofásico, imbricado, de dupla camada. Um enrolamento monofásico "simples" não produziria campo magnético girante nem torque de partida, pelas várias razões que se discutirão na seção seguinte. É necessário, portanto, modificar ou dividir o enrolamento do estator em duas partes, cada uma delas deslocada no *espaço* e no *tempo* no estator.[2] Assim há *dois* enrolamentos, em *paralelo*, ambos ligados à mesma fonte CA monofásica.

Um destes enrolamentos do estator, normalmente de impedância apreciável para manter *baixa* a corrente de *funcionamento*, é chamado de enrolamento principal ou de *funcionamento* e é distribuído nas ranhuras, uniformemente espaçado em volta do estator. O outro enrolamento, em paralelo com o enrolamento principal, é o enrolamento auxiliar ou de *partida*, que é também distribuído uniformemente em volta do estator, mas que começa em ranhuras defasadas de 90° *elétricos* do início do enrolamento principal. O enrolamento auxiliar tem, normalmente, sua corrente e impedância ajustadas em relação à tensão de linha, de modo que a corrente deste enrolamento (de partida) esteja *adiantada* em relação à corrente do enrolamento principal, não necessariamente de 90°, mas o suficiente para que haja um defasamento no tempo, uma vez que já há no espaço.

Em alguns tipos, que discutiremos mais tarde, o enrolamento auxiliar é aberto após o período de partida, isto é, uma vez que iniciou o movimento. Em outros, o enrolamento auxiliar permanece em paralelo com o principal durante o funcionamento, como já ocorrera durante a partida. Mas a finalidade essencial do enrolamento auxiliar é *produzir a rotação do rotor*. Isto permite que se levante a questão de por que o enrolamento monofásico *não* produz rotação, por si mesmo, num motor do tipo gaiola.

10-3. TORQUE EQUILIBRADO DE UM MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO PARADO

O enrolamento monofásico distribuído (e, na verdade, o enrolamento de qual-

[2]A ASA (American Standards Association) define o motor de fase dividida como sendo "um motor de indução monofásico equipado com enrolamento auxiliar ligado em paralelo e com a posição magnética deslocada em relação ao enrolamento principal" e ligado em paralelo com ele.

quer fase) tenderá a produzir um campo magnético resultante, como mostra a Fig. 9-1. A Fig. 10-1a mostra o resultante campo magnético do enrolamento principal distribuído em volta do estator de um motor CA monofásico, como tendo o sentido instantâneo da esquerda para a direita. Uma vez que a corrente neste campo varia sinusoidalmente com a tensão monofásica aplicada, ela produzirá um campo concentrado da direita para a esquerda a 180°. Os sentidos das correntes induzidas no rotor, por ação transformadora, são representados na Fig. 10-1a. De acordo com a lei de Lenz, as correntes circulam nestes condutores (por exemplo, condutores A e B) num sentido tal que se opõem ao campo que as produziu (regra do saca-rolhas ou da mão direita).

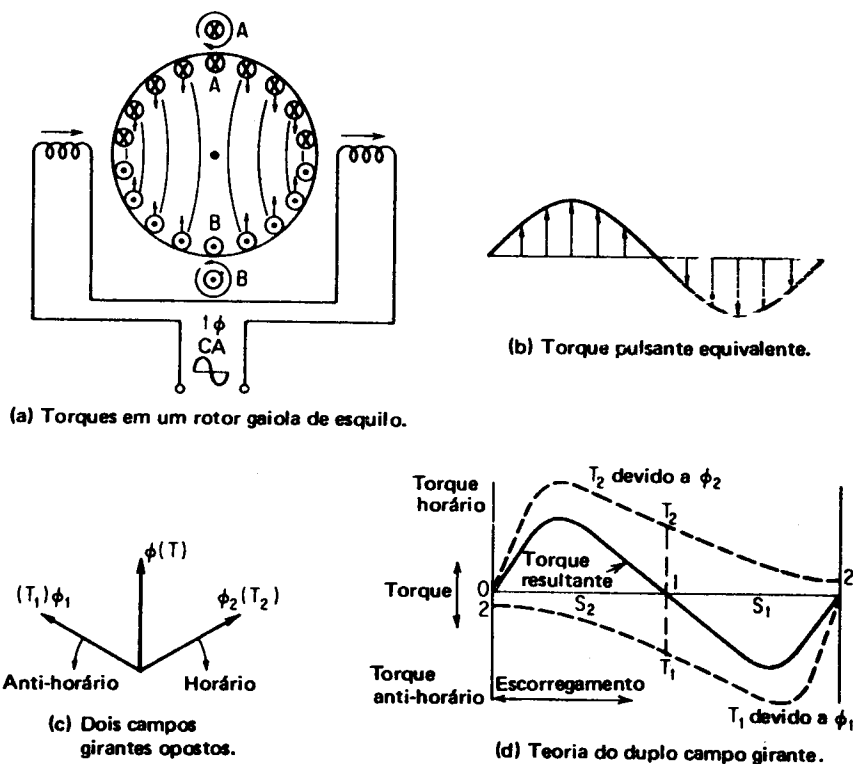



Fig. 10-1 — Torque equilibrado no rotor bloqueado de um motor tipo gaiola, excitado por um enrolamento monofásico.

O sentido do torque produzido por estes condutores percorridos por correntes (regra da mão esquerda) é visto na Fig. 10-1a, indicado pelas setas associadas a cada condutor. O torque no sentido horário, produzido pelos condutores na metade direita do rotor, é equilibrado pelo torque anti-horário, associado aos condutores da (mesma) metade direita. A mesma coisa ocorre na metade esquerda. Note-se que os condutores *A* e *B* são incapazes de produzir uma componente útil do torque, mesmo quando por eles circulam correntes, uma vez que o torque que

eles produzem forma ângulos retos com qualquer movimento do rotor. O torque líquido é, pois, zero. Quando muda de sentido a tensão CA, mudam também de sentido os torques e as correntes nos condutores do rotor, mas o torque líquido é ainda zero.

Desde que o valor do torque desenvolvido por condutor depende do valor do campo CA resultante, que, por sua vez, varia sinusoidalmente com a fonte CA, o resultante torque equilibrado pulsante· pode ser representado pelo diagrama visto na Fig. 10-1b. O valor médio do torque pulsante para um ciclo completo é zero, como mostra a Fig. 10-1b.

Qualquer torque periódico oscilante ou pulsante, representado na Fig. 10-1b, pode também ser representado como consistindo de *dois torques* girando em oposição e tendo *campos* de igual magnitude e velocidade angular, como mostra a Fig. 10-1c. Desde que um campo magnético *girante* (separado) levará a um torque eletromagnético resultante num rotor do tipo gaiola, o torque que produz *cada um* dos campos girantes opostos aparece em linhas tracejadas na Fig. 10-1d.

As curvas de torque horário e anti-horário aparecem tracejadas na gama que vai desde o escorregamento nulo (velocidade síncrona) até o escorregamento 2,0, isto é, velocidade síncrona no sentido oposto.[3] Para o escorregamento unitário (motor parado), os torques de partida, tanto no sentido horário como no anti-horário, T_2 e T_1 respectivamente, são iguais e opostos. Assim, não se produz torque devido a um campo monofásico pulsante. O torque resultante dos dois campos magnéticos girantes em oposição está representado, em linha cheia, na Fig. 10-1d, indicando que, se o escorregamento do rotor puder ser alterado desde o valor unitário, para o rotor bloqueado, até algum outro valor, aparecerá um torque líquido h (horário) ou a-h (anti-horário), conforme o sentido resultante.

> O torque resultante para um motor monofásico é *nulo apenas* para o escorregamento unitário, ou seja, para a velocidade síncrona em qualquer sentido. Entretanto, uma vez posto a girar num dado sentido, o motor monofásico continuará a girar neste sentido devido ao torque líquido resultante, produzido para a esquerda ou para a direita do ponto de equilíbrio visto na Fig. 10-1d.[4]

10-4. TORQUE RESULTANTE NUM MOTOR MONOFÁSICO DE INDUÇÃO, COMO RESULTADO DA ROTAÇÃO DO ROTOR

Ocasionalmente em laboratório (ou mesmo na indústria), uma linha que alimenta um motor de indução trifásico é desligada acidentalmente devido a uma

[3] V. Seç. 9-5.

[4] A este respeito, o motor monofásico sem enrolamento auxiliar ou dispositivo de partida assemelha-se a um motor de combustão interna de uma máquina de cortar grama ou de um barco, ao qual se deve dar partida através de uma corda. Efetivamente, num laboratório, o autor utilizou corda para ilustrar a Fig. 10-1d em motores monofásicos, dos quais se desligou o enrolamento auxiliar.

má ligação mecânica ou a um fusível queimado na mesma. O motor continuará a girar no mesmo sentido que antes, mesmo sob carga, desenvolvendo um torque de acordo com e que verifica a Fig. 10-1d. Diz-se que o motor polifásico, nestas condições, funciona "monofasicamente". Pode-se, entretanto, mostrar que, uma vez que teve início a rotação, o motor monofásico é, efetivamente, um motor bifásico. A Fig. 10-2a mostra o mesmo motor do tipo gaiola da Fig. 10-1a posto a funcionar por meios externos no sentido horário. Se o fluxo do estator tem um sentido instantâneo, visto na Fig. 10-2a, é induzida uma fem como resultado do movimento relativo entre os condutores do rotor e o campo magnético (regra da mão direita). Esta fem induzida é, algumas vezes, chamada de "fem de velocidade" na Fig. 10-2a, para distingui-la da "fem de transformador" da Fig. 10-1a, produzida por ação de transformador. Ambas são produzidas, por uma variação no fluxo concatenado: *a fem de velocidade* como resultado do movimento relativo entre um condutor e o seu campo; e a *fem de transformador*, como resultado de um campo pulsante.

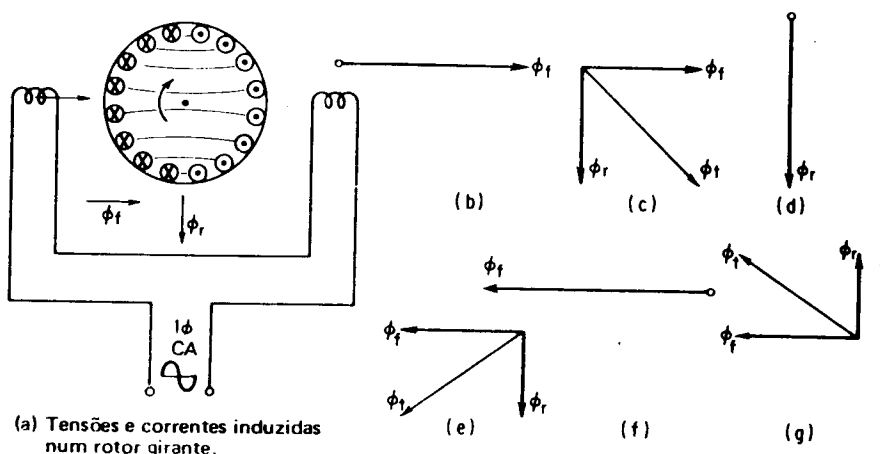



Fig. 10-2 — Campos cruzados produzidos pela rotação do rotor.

O campo pulsante é um campo relativamente estacionário. Contrariamente ao motor de indução polifásico, portanto, a freqüência do rotor, relativa à *fem de velocidade*, induzida nos condutores de um motor em funcionamento, é elevada (desde que é proporcional à velocidade) e a reatância do rotor ($X_r \propto f$) também o é. O resultado é que, enquanto a *fem de velocidade* é produzida nos condutores do rotor no instante representado na Fig. 10-2a, não circulará a corrente do rotor até uma posição correspondente a quase 90 graus elétricos decorridos. Quando circula a corrente nos condutores do rotor, como mostra a Fig. 10-2a, produzir-se-á um fluxo no rotor, ϕ_r, cujo sentido, para baixo, é mostrado.

A Fig. 10-2b mostra o fluxo pulsante do campo, ϕ_f, em um máximo, produzindo uma fem de velocidade máxima (mas nem corrente nem fluxo no rotor) nas barras, cujo sentido está mostrado na Fig. 10-2a. Um breve instante depois,

entretanto, circulará uma corrente no rotor, que irá produzir um fluxo em quadratura, ϕ_r, como mostra a Fig. 10-2c. Note-se que o fluxo pulsante de campo diminuiu algo e que o fluxo do rotor se atrasa em relação ao fluxo de campo de 90 graus elétricos. Um instante após, na Fig. 10-2d, o fluxo pulsante de campo é zero, mas a corrente no rotor está num máximo, produzindo fluxo máximo no rotor, ϕ_r. Um instante depois, Fig. 10-2e, o fluxo do campo ϕ_f pulsa no sentido oposto e, ao mesmo tempo, decresce o fluxo do rotor. Um instante após, na Fig. 10-2f, o fluxo do estator atinge um máximo no sentido oposto (utilizou-se, por simplicidade, uma máquina bipolar) e o fluxo de rotor é zero. Na Fig. 10-2g, entretanto, conforme diminui o fluxo de campo, aumenta o fluxo do rotor no sentido oposto. Na Fig. 10-2c, e, e g, portanto, o fluxo de campo e o fluxo do rotor combinam-se para formar o fluxo resultante total ϕ_t, que atua na região interpolar, através da qual se deslocam os condutores do rotor. Pode-se notar que, ao se iniciar o movimento do rotor:

1. O campo pulsante, em quadratura, do rotor reage contra o campo pulsante principal para produzir um campo magnético resultante.
2. O campo magnético resultante é um campo magnético *girante*, razoavelmente constante, sendo que a sua rotação se dá no mesmo sentido daquela do rotor.
3. Um motor do tipo gaiola continuará a girar, produzindo um *torque como no motor de indução*, num campo magnético "girante", uma vez que tenha tido início a *fem de velocidade.*

Se o rotor tivesse sido posto em movimento no sentido anti-horário, o sentido da fem da velocidade induzida seria invertido, uma vez que seriam invertidos os campos do rotor. O campo resultante combinado giraria então no sentido *oposto.*

Deve-se notar que o valor da fem de velocidade (e, conseqüentemente, do fluxo do rotor) é uma função da velocidade. Na velocidade síncrona, ou numa velocidade próxima a ela, portanto, o fluxo do rotor é praticamente igual ao fluxo do campo, e o campo girante produzido será o chamado "campo circular". Entretanto, conforme o motor assume a carga e o escorregamento aumenta, a fem de velocidade decresce, bem como a corrente e o fluxo do rotor. O campo resultante tende, pois, a tornar-se "elíptico", devido às pulsações maiores que ocorrem no sentido do campo principal do que as que ocorrem no sentido do campo do rotor em quadratura. As pulsações de torque correspondentes podem ser ouvidas quando um motor de indução *polifásico,* com carga elevada, passa a funcionar monofasicamente, ou quando se carrega muito um motor monofásico, que tenha aberto o circuito do enrolamento de partida. Se o torque aplicado é maior que o torque máximo desenvolvido, e o motor pára, o fluxo do rotor, ϕ_r, é nulo e o fluxo líquido é pulsante.

Podem-se dar *duas* descrições que expliquem por que um motor monofásico desenvolverá torque no *mesmo* sentido, uma vez *que tenha tido início o movimento* de rotação. A descrição relacionada com a Fig. 10-1d é chamada de *teoria do duplo campo girante.* A descrição relacionada à Fig. 10-2 é chamada de *teoria do campo cruzado. Ambos* os conceitos serão utilizados nos capítulos subseqüentes, para

fins de explicação, uma vez que eles são suplementares, e não contraditórios. Por exemplo, a Fig. 10-1d mostra o torque líquido desenvolvido como um motor de indução pelo rotor, enquanto a Fig. 10-2 dá uma indicação do torque desenvolvido devido à fem de velocidade. Deve-se notar que, próximo da velocidade síncrona, a fem de velocidade é elevada, produzindo um campo magnético girante razoavelmente constante (conceito do campo cruzado). Simultaneamente, numa velocidade próxima da síncrona, o torque no sentido horário e o torque resultante (conceito do duplo campo girante) são praticamente iguais, e o torque do motor monofásico é, para todos os efeitos práticos, igual ao torque do motor polifásico. Semelhantemente, para o rotor bloqueado, não se desenvolve campo cruzado, porque a fem de velocidade é nula, bem como o fluxo do rotor, e o motor não pode partir (teoria do campo cruzado). O torque resultante no rotor é zero para um escorregamento unitário (teoria do duplo campo girante), uma vez que os torques no sentido horário e anti-horário são iguais e opostos.

10-5. MOTOR DE INDUÇÃO DE FASE DIVIDIDA (PARTIDA À RESISTÊNCIA)

Como se estabeleceu na Seç. 10-2, o estator do motor tipo gaiola de fase dividida tem sua construção consistindo de dois enrolamentos em paralelo, deslocados de 90° elétricos no espaço, e cujas correntes se defasam no tempo de algo menos que 90°. A Fig. 10-3a mostra o diagrama de enfiação dos dois enrolamentos de um motor de indução de fase dividida.

(a) Diagrama de ligações. (b) Relações de fase.

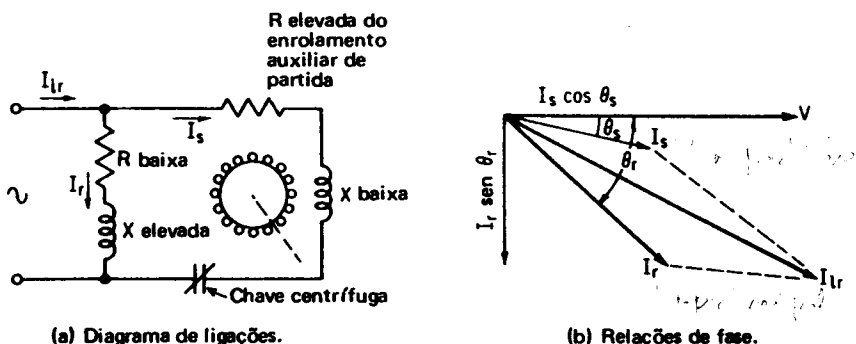



Fig. 10-3 — Diagrama de ligações e relações de fase do motor de indução de fase dividida e partida à resistência.

O enrolamento de *partida* tem menos espiras e é enrolado com cobre de menor diâmetro que o enrolamento de funcionamento. Portanto, o enrolamento de partida tem uma *resistência elevada* e uma *baixa reatância*. Inversamente, o enrolamento de *funcionamento* (fio mais pesado, de mais espiras) tem uma *baixa resistência* e *elevada reatância*. Devido à sua impedância mais baixa, a corrente no enrolamento de funcionamento, I_r, é maior que a no enrolamento de partida, I_p.

As relações de fase das correntes de rotor bloqueado no instante da partida são vistas na Fig. 10-3b. A corrente no enrolamento de partida, I_p, se atrasa de

15° em relação à tensão da fonte, enquanto que a corrente maior que circula no enrolamento de funcionamento se atrasa de 40°. Apesar do fato de que a corrente nos dois enrolamentos em quadratura espacial *não* é igual, as suas componentes *em quadratura* são praticamente iguais, como indica o Exemplo 10-1.

EXEMPLO 10-1: Um motor monofásico de 1/4 HP, 110 V, de fase dividida, solicita, por seu enrolamento de partida, uma corrente de 4 A que se atrasa de 15° em relação à tensão da fonte, e, por seu enrolamento de funcionamento, uma corrente de 6 A que se atrasa de 40°. No instante da partida, calcule:
a. A corrente total a rotor bloqueado e o fator de potência.
b. A componente da corrente do enrolamento de partida que está em fase com a tensão da fonte.
c. A componente da corrente do enrolamento de funcionamento que está atrasada de 90° em relação à tensão da fonte.
d. O seno do ângulo entre as correntes de partida e de funcionamento.

Solução:

a. $I_t = 4 \angle -15° \text{ A} = 3{,}86 - j1{,}035 \text{ A}$
$I_r = 6 \angle -40° \text{ A} = 4{,}60 - j3{,}86 \text{ A}$
$I_{tr} = I_p + I_r = 8{,}46 - j4{,}895 = \mathbf{9{,}88 \angle -30° \text{ A}}$
Fator de potência $= \cos 30° = 0{,}866$ em atraso

b. $I_p \cos \phi = \mathbf{3{,}86 \text{ A}}$ [a partir do valor acima]

c. $I_r \text{ sen } \phi = -j\mathbf{3{,}86 \text{ A}}$ [a partir do valor acima]

d. $\text{sen } (40° - 75°) = \text{sen } 25° = \mathbf{0{,}423}$

Se os enrolamentos estão deslocados de 90° no espaço, e se as suas componentes das correntes em quadratura, que estão deslocadas de 90° no tempo (Exemplo 10-1), *são praticamente iguais*, um campo girante bifásico equivalente é produzido na partida, o qual desenvolve um torque de partida suficiente para acelerar o rotor no sentido do campo girante produzido pelas correntes (V. Seç. 9-4).

Conforme o rotor acelera, ele gera a sua própria fem de velocidade (teoria do campo cruzado) e tende a produzir um torque resultante, devido à sua própria rotação em um determinado sentido (teoria do duplo campo girante). O torque desenvolvido pelo campo pulsante principal (produzido pelo enrolamento de funcionamento) excede aquele desenvolvido por ambos os enrolamentos a um escorregamento de cerca de 15%. É evidente, também, a partir do Exemplo 10-1, que a corrente de funcionamento, sozinha, produziria menos perdas, já que aquelas do enrolamento de partida seriam eliminadas. Por *ambas* as razões, como se vê na Fig. 10-3a, provê-se uma *chave centrífuga* (normalmente fechada na posição de repouso) que se abre a um escorregamento de cerca de 25% (correspondente ao torque máximo como motor monofásico), e o motor acelera até atingir seu escorregamento nominal (aproximadamente 5% ou menos, dependendo da carga aplicada) como um motor monofásico devido ao seu próprio campo cruzado.

Para inverter-se o sentido de rotação de qualquer motor de fase dividida, é necessário inverter as ligações terminais do enrolamento auxiliar de partida em relação às do enrolamento principal de funcionamento. Isto produzirá um campo girante "bifásico" no sentido oposto. A inversão do sentido de rotação nunca pode ser feita em condições de *funcionamento*, o que é óbvio, como o que se faz às vezes, em motores de indução polifásicos. No caso de um motor monofásico, de partida à resistência, nada acontece mesmo que os contatos da chave centrífuga estejam em curto e o enrolamento de partida seja energizado. Uma vez que o torque monofásico é maior que aquele correspondente ao "campo dividido", o motor continuará a operar como monofásico no sentido em que já funcionava originariamente. O motor de fase dividida, com partida à resistência, é classificado, portanto, como um motor *não reversível*.[5]

A capacidade do enrolamento de partida baseia-se apenas no seu funcionamento *intermitente*. Se a chave centrífuga apresentar defeito e deixar de abrir (normalmente, devido a contatos soldados), o excessivo calor produzido pelo enrolamento de partida de resistência elevada aumentará a temperatura do estator de modo que, eventualmente, ambos os enrolamentos (de partida e de funcionamento) chegarão a queimar. Motores de fase dividida, de projeto comum, utilizando isolamento melhorado, têm, em condições normais de funcionamento, vida extremamente longa, mas muitos motores de qualidade excelente têm sido destruídos devido a chaves centrífugas defeituosas. (Se um motor tende a se sobreaquecer, ouvindo-se o clique característico de um relé centrífugo ou magnético saber-se-á se a chave está ou não funcionando.) Um amperímetro alicate pode também ser utilizado para medir a diminuição da corrente quando se abre o enrolamento auxiliar (V. Exemplo 10-1), indicando o funcionamento normal da chave centrífuga. Então, a causa do sobreaquecimento pode ser investigada a partir daí: falta de lubrificação, mancais defeituosos, carga excessiva, enrolamento parcialmente em curto, etc., até sua descoberta e eliminação.

Conforme se estabeleceu acima, o escorregamento a plena carga de um motor de fase dividida, com partida à resistência, é de cerca de 5 por cento. A corrente de partida com rotor bloqueado varia entre 5 e 7 vezes a corrente nominal, e o torque de partida entre 1,5 e 2,0 vezes o torque nominal.[6] O motor de fase dividida e partida à resistência é normalmente um motor *fracionário* e, desde que o seu rotor é pequeno, tem uma *inércia baixa* mesmo quando ligado à carga. O resultado é que a corrente de partida relativamente elevada cai *quase instantaneamente* durante a partida, de modo que esta alta corrente, em si, não constitui uma objeção maior a este motor. Objeções maiores são, isto sim, (1) o seu baixo torque de partida; e (2) o fato de que, para cargas pesadas, o escorregamento excede 5 por cento, reduzindo a fem de velocidade e produzindo um torque elíptico e

---

[5]O motor de fase dividida, com partida a capacitor, entretanto, é um motor reversível. (V. notas de rodapé relativas às Seçs. 10-5 e 10-7 para as definições e distinções suplementares.)

[6]Pode-se mostrar que o torque de *partida* para *qualquer* motor de fase dividida, de acordo com a Eq. (9-5), é $T_p = K_t \phi I_p$ sen $(\theta_s - \theta_r)$, onde todos os termos foram definidos nas Figs. 10-3b e 10-4b. Assim, para a mesma corrente de partida, o torque de partida é proporcional ao ângulo entre as correntes nos dois enrolamentos. Quando o ângulo é 90°, o torque de partida é maximizado. [V. Exemplos 10-1d e 10-2c.]

pulsante, o que faz com que o motor se torne, para algumas aplicações, muito ruidoso. Por isto, o motor de fase dividida é utilizado para acionar cargas por si mesmas barulhentas: queimadores de óleo. máquinas ferramentas, esmeris, máquinas de lavar, lavadoras de pratos, ventiladores e exaustores, compressores de ar e pequenas bombas hidráulicas.

O controle da velocidade em enrolamentos de fase dividida é relativamente difícil, já que a velocidade síncrona do fluxo do estator girante é determinada pela freqüência e pelo número de pólos desenvolvidos pelo enrolamento de funcionamento ($N_s = 120 f/P$). As técnicas envolvem o uso de *enrolamentos parciais* ou pólos *conseqüentes*, como meio de variar-se o número de pólos, bem como a impedância adicional do estator-série ou a variação da tensão comunicada para assegurar uma alteração das características de torque, de acordo com a Eq. (9-8) e a Fig. 10-5. Deve-se notar, entretanto, que todas as variações de velocidade devem ser realizadas numa faixa que fique *acima* da velocidade de operação da chave centrífuga ($n = 0{,}25$), e abaixo da velocidade síncrona. Isto resulta numa faixa bastante limitada de controle de velocidade. Finalmente, desde que o controle da velocidade é conseguido através de uma redução do torque, ele não é utilizável com cargas pesadas, devido à possibilidade de superar-se o torque máximo, como mostra a Fig. 10-5.

10-6. MOTOR DE FASE DIVIDIDA COM PARTIDA A CAPACITOR

O motor, anteriormente mencionado como de fase dividida, foi chamado de motor com partida à resistência, porque a diferença no valor de impedância no enrolamento de partida ou auxiliar provinha da elevada resistência de seu enrolamento de partida. A fim de melhorar o torque de partida relativamente baixo do motor de fase dividida, adiciona-se um capacitor ao enrolamento auxiliar, para produzir um defasamento de aproximadamente 90° entre as correntes nos enrolamentos de partida e de funcionamento, em vez do ângulo de aproximadamente 25°, conforme indicavam os Exemplos 10-1 e 10-2. Testes operacionais indicam que o defasamento entre as correntes dos enrolamentos principal e auxiliar de motores fracionários é de cerca de 82° nos motores com partida a capacitor, comparando aos 25° dos motores com partida à resistência.

Empiricamente, pode-se estabelecer que o torque de partida é proporcional ao seno do ângulo entre as correntes nos enrolamentos principal e auxiliar, no instante da partida. A relação entre o torque de partida dos motores com partida a capacitor e aquele dos motores de fase dividida com partida à resistência, como se vê na Fig. 10-2, é da ordem de sen 82°/sen 25°, ou 2,35 para 1, aumentando, pois, o torque de partida, para os motores com partida a capacitor, até uma faixa de 3,5 a 4,75 do torque nominal. O uso do capacitor também tende a reduzir (até certo ponto) a corrente inicial total a rotor bloqueado, uma vez que ele melhora o fator de potência, fornecendo uma componente da corrente que se adianta em relação à tensão aplicada. A Fig. 10-4a mostra um motor com partida a capacitor. Note-se que a *única* diferença foi o acréscimo de um capacitor em série com o enro-

TABELA 10-1
VALORES TÍPICOS DE CAPACITORES PARA MOTORES FRACIONÁRIOS MONOFÁSICOS, DE 1.725 RPM, 60 Hz, DE FASE DIVIDIDA, COM PARTIDA A CAPACITOR[7]

POTÊNCIA (HP)	1/8	1/6	1/4	1/3	1/2	3/4
CAPACITÂNCIA, EM MICROFARADS (μF)	80	100	135	175	250	350

lamento auxiliar. Os valores aproximados dos capacitores, utilizados em motores com partida a capacitor de 1/8 a 3/4 HP, são dados na Tabela 10-1.

Os valores dos capacitores da Tabela 10-1 são razoavelmente grandes em comparação com os normalmente utilizados em amplificadores eletrônicos, ou mesmo em fontes de suprimento para equipamentos eletrônicos. O desenvolvimento de capacitores eletrolíticos do tipo seco, de forma cilíndrica e tamanho razoavelmente pequeno, para uso em linhas CA de 110 ou 220 V (com tamanhos aproximados de $1^1/_4$ polegadas de diâmetro por $3^1/_2$ polegadas de comprimento) é acompanhado por um dimensionamento do capacitor para um ciclo intermitente, que corresponda a uma utilização total de um minuto durante um período de uma hora, com base no número de partidas. Os capacitores são ensaiados nesta base durante vinte períodos de 3s (ou quarenta de $1^1/_2$s), distribuídos igualmente em uma hora. Como a capacidade do capacitor é estabelecida a partir de um ciclo intermitente (além da capacidade intermitente do enrolamento de partida), uma chave de partida defeituosa, em um motor com partida a capacitor, poderá produzir danos não apenas nos enrolamentos, mas também no capacitor. Portanto, os mesmos comentários feitos para os motores com partida à resistência, com relação à manutenção e substituição das chaves de partida, aplicam-se com mais ênfase ainda aos motores com partida a capacitor.

Diferentemente dos motores com partida à resistência, os motores com partida a capacitor são motores *reversíveis*. Se os desligamos temporariamente da fonte, a velocidade do motor cai até um escorregamento de 20% (cerca de quatro vezes o escorregamento nominal de 5%) e fecha-se a sua chave centrífuga. Se, ao mesmo tempo, inverte-se a polaridade do enrolamento auxiliar em relação à do enrolamento principal, e se o religamos à linha, estabelecer-se-á um campo rotacional bifásico no sentido oposto ao da rotação do rotor. De forma contrária à que ocorria no motor com partida à resistência cujas correntes nos enrolamentos principal e auxiliar estavam defasadas de 25° apenas, o motor com partida a capacitor apresenta um deslocamento de cerca de 82° (V. Exemplo 10-2). O torque proporcional a este deslocamento (sen 82°) é 0,9903 do torque a 90°.

No motor com partida a capacitor, assim, o torque "bifásico" ou de "campo dividido" *excede* o torque devido à fem de velocidade monofásica, produzida

[7]Com base em SISKIND, C. S., *Electrical machines, direct and alternating*. New York, McGraw-Hill, 1959, Cap. 10, Tab. 9, p. 426.

pelo campo cruzado do rotor. O campo girante no sentido inverso ao da rotação do rotor diminui lentamente a velocidade do motor (reduzindo ainda mais a sua fem de velocidade e o torque do campo cruzado), faz com que ele pare e o faz girar no sentido oposto. O motor acelera até 20% do seu escorregamento no sentido oposto; e, quando se abre sua chave centrífuga, o motor atinge sua velocidade nominal como um motor de indução monofásico no sentido *oposto*.

Devido ao seu torque de partida mais elevado, de 3,5 a 4,5 vezes o torque nominal, e à sua corrente de partida reduzida para uma mesma potência na partida (como se verá no Exemplo 10-2 abaixo), o motor com partida a capacitor é normalmente construído em tamanhos de potência *inteira* até 7,5 HP. (Os motores com partida à resistência têm torques de partida que variam entre 1,5 e 2,0 vezes o torque nominal, e tamanhos que não excedem $^3/_4$ HP.) Motores de partida

(a) Diagrama de ligações. (b) Relações de fase.

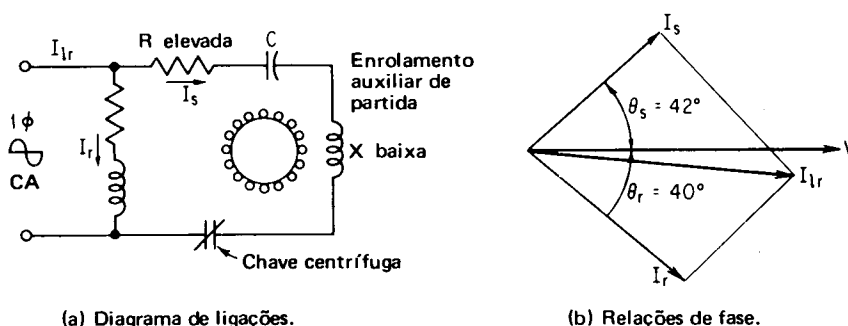



Fig. 10-4 — Diagrama de ligações e relações de fase de um motor de indução de fase dividida e partida a capacitor.

a capacitor e potência inteira são normalmente dotados de dupla tensão e podem ser utilizados em 115 V (enrolamentos em paralelo) ou 230 V (enrolamentos em série). Este último tipo resultará em correntes de partida e de funcionamento menores (aproximadamente a metade) para a mesma capacidade em HP. Devido ao seu torque de partida mais elevado, utilizam-se os motores de fase dividida, com partida a capacitor, para acionar bombas, compressores, unidades refrigeradoras, condicionadores de ar, e máquinas de lavar de maior porte, onde se requeiram motores monofásicos que desenvolvam torques de partida elevados, ou onde seja necessária a inversão do motor.

EXEMPLO 10-2: Acrescentou-se um capacitor ao enrolamento auxiliar de partida do motor do Exemplo 10-1, o que fez com que a sua corrente de partida se adiantasse de 42° em relação à tensão da fonte. O valor das correntes nos enrolamentos, de partida e funcionamento, é o mesmo, sendo que a última se atrasa do mesmo ângulo que no Exemplo 10-1. No instante da partida, calcule

a. A corrente total a rotor bloqueado e o fator de potência.
b. O seno do ângulo entre as correntes de partida e de funcionamento.
c. Compare os resultados com os do Exemplo 10-1.

Solução:

a. $I_p = 4 \angle +42° \text{ A} = 2{,}98 + j\,3{,}15 \text{ A}$

$I_f = 6 \angle -40° \text{ A} = 4{,}60 - j\,3{,}86 \text{ A}$

$I_{bl} = I_p + I_f = 7{,}585 \angle -\mathbf{0{,}7° \text{ A}}$

$\cos(0{,}7°) = \mathbf{0{,}9999}$

b. $\text{sen}\,[40° - (-42°)] = \text{sen}\,82° = \mathbf{0{,}9903}$

c. A corrente a rotor bloqueado (na partida) foi reduzida de $9{,}88 \angle -30°$ A, para $7{,}585 \angle -0{,}7°$ A, e o fator de potência elevou-se de 0,866 em atraso até o valor unitário (0,9999). O motor desenvolve um torque de partida máximo ($T = K\,I_{bl}\,\phi\,\cos\theta$) com mínima corrente de partida. A relação entre os torques de partida (*a capacitor* para *à resistência*) é

$$\frac{T_{pc}}{T_{pr}} = \frac{\text{sen } 82°}{\text{sen } 25°} = \frac{0{,}9903}{0{,}423} = 2{,}35$$

10-7. MOTOR DE FASE DIVIDIDA COM CAPACITOR PERMANENTE (DE UM SÓ VALOR)

Devido à propriedade de ser reversível, do motor de fase dividida, com partida a capacitor, desenvolveu-se um motor monofásico com *dois* enrolamentos permanentes (normalmente enrolados com fio da mesma bitola e com o mesmo número de espiras, isto é, *idênticos*). Devido ao fato de que ele funciona continuamente como um motor de fase dividida, *não se requer chave centrífuga*. O motor parte e funciona devido a deslocamento existente entre as correntes de fase dos dois enrolamentos deslocados no tempo e no espaço. Como resultado disto, ele não possui um torque elevado de funcionamento como o dos motores com partida à resistência ou com partida a capacitor. Mais ainda, o capacitor utilizado no motor de fase dividida como capacitor permanente e de um só valor, é projetado para uso contínuo e é do tipo a óleo. O valor do capacitor é baseado nas suas condições ideais de *funcionamento*, em lugar das de partida. No instante da partida, a corrente no ramo capacitivo é muito baixa. O resultado é que o motor a capacitor permanente e de um só valor (de modo contrário ao motor com partida a capacitor) tem um torque de partida muito baixo, cerca de 50 a 100 por cento do torque nominal.

Como mostra a Fig. 10-5a, uma chave reversora permite que se desloque facilmente o capacitor a óleo para qualquer um dos enrolamentos. Pode parecer que, com um torque de partida baixo e um baixo torque de funcionamento, as perspectivas para a utilização deste tipo de motor fossem extremamente pequenas. Entretanto esta mesma fraqueza conduz *diretamente* às suas vantagens, sendo um motor muito popular. Trata-se de um motor que não requer chave centrífuga, que pode ser invertido facilmente devido ao seu torque de funcionamento baixo. Além disto, o seu torque de funcionamento baixo o torna mais sensível às varia-

ções de tensão; e o motor de indução, de capacitor permanente e de um só valor, é um dos poucos motores de indução monofásicos cuja velocidade pode ser facilmente controlada por variações de tensão de linha, como se vê nas Figs. 10-5a e c.

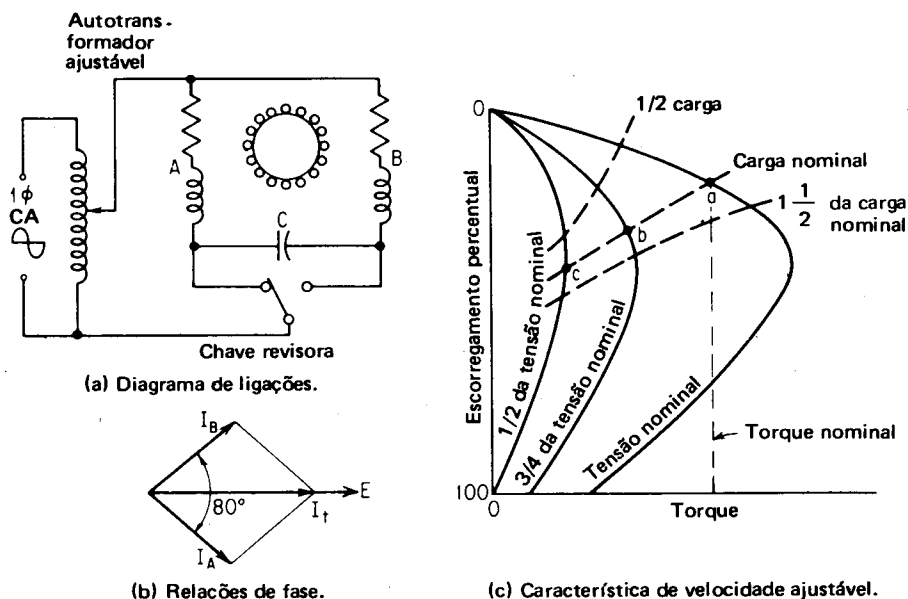



Fig. 10-5 — Diagrama de ligações, relações de fase e características de tensão do motor da fase dividida permanente.

A Fig. 10-5b mostra as relações de fase do motor nas condições de funcionamento para a posição da chave seletora de inversão representada na Fig. 10-5a. Devido ao campo magnético girante, razoavelmente uniforme, criado por enrolamentos iguais, cujas correntes estão deslocadas de quase 90°, o torque é razoavelmente uniforme e o motor *não* apresenta a característica pulsante comum à maioria dos motores monofásicos quando carregados. O valor do capacitor para ciclo contínuo é selecionado de modo que as correntes de funcionamento sejam iguais e deslocadas, como se vê na Fig. 10-5b, para um valor de carga entre três quartos de plena carga e este valor. Como se estabeleceu previamente, entretanto, este valor é pequeno demais para as finalidades de partida, e o valor do torque de partida está compreendido entre a metade do de plena carga e o total, o que representa a Fig. 10-5c.

Além de sua vantagem como motor reversível[8], o motor a capacitor permanente permite o controle da velocidade através da variação da tensão aplicada. Uma vez que o torque de qualquer motor de indução varia com o quadrado da

[8]A ASA distingue entre o motor reversível em funcionamento (reversing) e o motor reversível a baixa velocidade (reversible). O motor de fase dividida com capacitor permanente é um motor "reversing", uma vez que ele pode ter o seu sentido de rotação invertido quando funcionando a plena carga e à velocidade nominal. O motor de fase dividida com partida a capacitor é um motor "rever-

tensão aplicada ao seu estator, a curva torque-escorregamento a três quartos da tensão nominal é nove dezesseis avos, ou seja, aproximadamente, metade do valor à tensão nominal, como se vê na Fig. 10-5c. Semelhantemente, à metade da tensão nominal aplicada corresponde um torque de aproximadamente um quarto do torque nominal. Isto prevalece tanto para as condições de partida como de funcionamento. Se o motor parte à tensão nominal e funciona sob a carga nominal (ponto *a*), uma redução da tensão para um valor de três quartos da nominal fará com que a velocidade caia para a correspondente ao ponto *b*. Uma posterior redução da tensão para a metade da tensão nominal fará com que a velocidade caia novamente para a correspondente ao ponto *c*. Genericamente, uma carga pesada tende a produzir uma maior queda de velocidade, com a variação da tensão, do que uma carga leve.

Existem vários métodos para ajustar-se a tensão aplicada ao estator AC, a fim de produzir-se o controle da velocidade desejado, como sejam transformadores com *taps* determinados, variacs, potenciômetros e resistores ou reatores com derivações. Estes métodos implicam em velocidades abaixo da síncrona.

Devido (1) à sua resposta instantânea como motor reversível, (2) à sua operação silenciosa, e (3) à possibilidade do controle da velocidade, o motor a capacitor permanente é utilizado para ventiladores e exaustores, máquinas de escritório e unidades de aquecimento.

10-8. MOTOR A DUPLO CAPACITOR

O motor a capacitor permanente, de valor único, tem uma fraqueza particularmente séria, qual seja o seu baixo torque de partida.[9] Em situações, para as quais as condições de partida não são severas, esta desvantagem não traz conseqüências. Mas, quando se requerem torques de partida elevados, esta desvantagem deve ser contornada. O *motor a duplo capacitor* combina as vantagens da operação silenciosa e do controle limitado da velocidade, de um motor a capacitor permanente, com o torque de partida elevado de um motor com partida a capacitor. Nele se utilizam dois capacitores (como o nome indica) durante o período de partida. Um deles é um capacitor eletrolítico *de partida*, semelhante ao utilizado para o ciclo *intermitente*, correspondente ao motor de fase dividida de partida a capacitor, e é de uma *capacidade razoavelmente elevada* (cerca de 10 a 15 vezes o valor do capacitor de *funcionamento*), sendo desligado do circuito através de uma chave centrífuga quando o escorregamento atinge cerca de 25 por cento.

Dois métodos são usualmente empregados para se obter a capacitância elevada necessária na partida e a capacitância menor necessária para o funcionamento,

---

sible", porque é capaz de ter sua velocidade invertida apenas para valores bastante abaixo de sua velocidade nominal, sem ser, entretanto, necessário para o motor. O motor de fase dividida com partida à resistência é um motor não reversível, pelas razões acima apontadas. (N.T. — A Norma Brasileira não faz esta distinção.)

[9]Desde que o torque de partida é $T_p = K_t \phi I_p \text{sen}(\theta_r - \theta_s)$, a corrente de partida I_p no ramo capacitivo é baixa. Uma diminuição na reatância capacitiva resultará num aumento de I_p. Donde, a necessidade de um capacitor grande na partida.

ambos mediante o emprego da chave centrífuga para tal fim. O primeiro método, semelhante ao antes descrito, utiliza um capacitor eletrolítico, como mostra a Fig. 10-6a, em paralelo com um capacitor a óleo, através de uma chave centrífuga normalmente fechada. O capacitor eletrolítico, de alta capacidade, é desligado a cerca de 75 por cento da velocidade síncrona, produzindo assim o torque de partida elevado de que se necessita. O motor continua então a acelerar como um motor a capacitor, com o valor de capacitância ótimo para o capacitor a óleo de funcionamento, para operar na carga nominal ou próximo a ela.

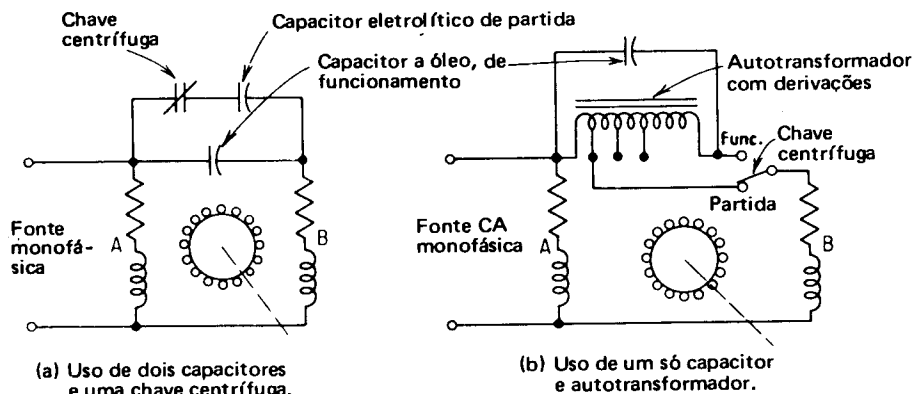



Fig. 10-6 — Diagramas de ligação para dois tipos de motores a duplo capacitor.

O segundo método (embora também utilize uma chave centrífuga) emprega *apenas um* capacitor a óleo de alta tensão, em combinação com um autotransformador, como mostra a Fig. 10-6b. Esta técnica utiliza o princípio do transformador, no que diz respeito à reatância capacitiva refletida a partir do secundário do autotransformador de volta ao seu primário, em proporção ao quadrado da relação entre os respectivos números de espiras, ou seja, $n^2 = (N_2/N_1)^2$. Assim, um autotransformador com 140 espiras, com derivação no ponto 20-espiras, como representa a Fig. 10-6b refletiria um capacitor de funcionamento de 6 μF ao primário como se fosse de $(140/20)^2 \times 6$ μF (ou $7^2 \times 6$ μF) ou 294 μF (quase cinqüenta vezes mais). Assim, um capacitor a óleo, de funcionamento, pode também ser utilizado para a partida, desde que a tensão especificada para o capacitor suporte a elevação de tensão produzida pela transformação (neste caso $n = 7/1$, e a tensão aplicada ao capacitor na partida seria 110×7, ou 770 V, para uma fonte de 110 V).

Como no caso de motores monofásicos com partida à resistência e partida a capacitor, um defeito na chave centrífuga pode ainda causar um sério prejuízo. No caso do tipo cujo circuito é visto na Fig. 10-6a, se a chave não abre e não se desliga o capacitor eletrolítico grande, este pode sofrer perfuração, uma vez que é um equipamento para uso intermitente. No caso do segundo tipo, que se vê na Fig. 10-6b, conforme a velocidade do motor se aproxima da síncrona, a tensão de excitação secundária se torna excessivamente elevada, podendo destruir o capacitor a óleo, que é relativamente caro (e normalmente isolado para 1.000 V).

A vantagem primordial do motor a duplo capacitor é o seu elevado torque de partida, além de sua operação silenciosa e do bom torque de funcionamento. Ainda é classificado como um motor *reversível (reversing)*, pois, quando se inverte a polaridade da linha em relação a um dos enrolamentos, o seu sentido de rotação também se inverte. Quando a velocidade cai a um valor correspondente a um escorregamento de mais de 25 por cento durante a reversão, a chave centrífuga fecha o seu contato de partida, providenciando o torque máximo enquanto o motor desacelera e inverte o sentido. Os contatos abrem novamente quando o motor atinge 75 por cento da velocidade síncrona no sentido inverso. Inversões freqüentes reduzirão entretanto, a vida útil da chave centrífuga. Por isto, quando se realizam freqüentes reversões, prefere-se usar um motor monofásico a capacitor permanente, sem nenhum tipo de chave centrífuga, de preferência.

O motor a duplo capacitor encontrou aplicação recente em pequenas unidades domésticas de ar condicionado, que utilizam este motor para acionar o seu compressor e operar num circuito de 15A.[10] A sua menor corrente de partida, bem como de funcionamento (7,5 A no máximo) a um fator de potência melhor que o do motor com partida a capacitor, são obtidas pela seleção precisa dos capacitores de partida e de funcionamento para uma determinada carga correspondente ao compressor.

10-9. MOTOR DE INDUÇÃO DE PÓLO RANHURADO

Todos os motores monofásicos, considerados nas seções precedentes, empregam estatores com entreferros uniformes em relação aos seus enrolamentos do estator e do rotor, que são, por sua vez, distribuídos uniformemente pelas respectivas periferias. Os métodos de partida, até aqui vistos, basearam-se no princípio da fase dividida para a produção de um campo magnético girante que iniciasse a rotação. Os motores de indução de fase dividida são construídos tanto nos tamanhos correspondentes às potências inteiras, como nos correspondentes às fracionárias.

O motor de pólo ranhurado é normalmente um motor pequeno, de potência fracionária, menor que 1/10 HP embora se conte com motores até 1/4 HP. A grande virtude deste motor reside na sua extrema simplicidade: um enrolamento monofásico, um rotor do tipo gaiola, fundido, e peças polares especiais. Não utiliza chaves centrífugas, capacitores, enrolamentos especiais de partida nem comutadores, e apresenta torque de partida apenas com um enrolamento monofásico. As teorias do duplo campo girante e dos campos cruzados indicam que isto é impossível. Tem de haver algum meio *auxiliar* para produzir o efeito de um campo magnético girante a partir de uma fonte monofásica e apenas um enrolamento no estator.

A Fig. 10-7a mostra a construção geral de um motor bipolar de pólos ranhurados *salientes*. As peças polares especiais consistem das laminações e de uma

[10]O NEC permite uma aplicação fixa que implique em uma carga não maior que 50% da capacidade do respectivo circuito. Em um circuito de 15 ampères, a máxima corrente para um aparelho de ar condicionado será de 7,5 ampères.

bobina em curto-circuito *colocada numa ranhura* (ou um anel de cobre batido, que seria uma espira), e enrolada em torno do segmento menor da peça polar. A bobina, separada do enrolamento principal do campo CA, serve para fornecer uma divisão de fase do fluxo principal em relação ao campo, pelo atraso da variação de fluxo no segmento menor.

Como mostra a Fig. 10-7b, quando o fluxo nos campos polares tende a aumentar, é induzida uma corrente na bobina curto-circuitada, que, pela lei de Lenz, se opõe à força e ao fluxo que a produziram. Assim, conforme o fluxo aumenta, em cada pólo, haverá uma concentração de fluxo no seu segmento principal, enquanto que, no segmento correspondente à bobina, o fluxo opor-se-á ao principal. No ponto *c*, como se vê na Fig. 10-7e, a relação entre a variação do fluxo e a da corrente é zero, não havendo, pois, tensão induzida na bobina. Conseqüentemente o fluxo é uniformemente distribuído nas massas polares. Quando o fluxo decresce, a corrente inverte o seu sentido na bobina, para manter o fluxo no mesmo sentido. O resultado é que o fluxo se concentra no segmento ranhurado do pólo.

(a) Construção genérica de um motor de dois pólos ranhurados.

(e) Relação da variação da corrente e do fluxo nos pólos.

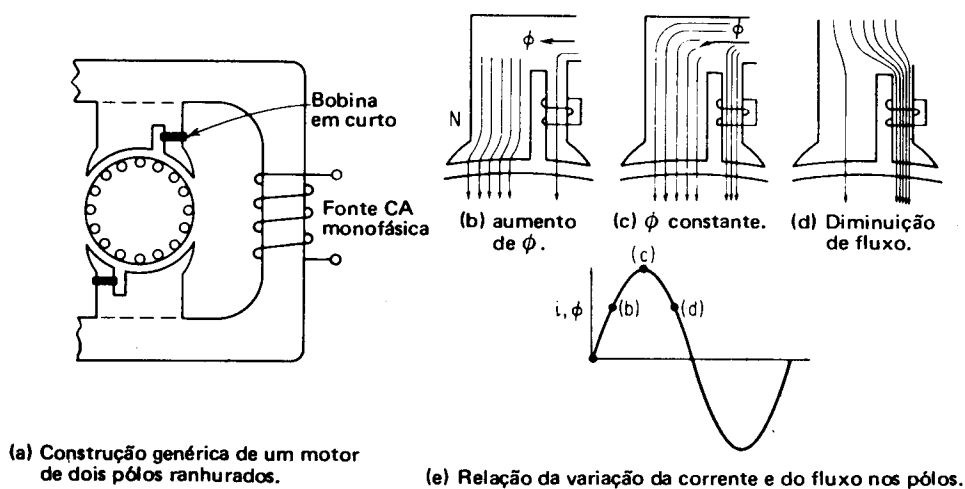



Fig. 10-7 — Construção genérica e princípio do motor de pólo ranhurado.

Um exame das Figs. 10-7b, c e d revelará que, nos intervalos *b, c* e *d*, o efeito líquido da distribuição do fluxo no pólo foi o de produzir um movimento de varredura do fluxo através da face polar representando uma rotação no sentido horário. O fluxo no segmento do pólo ranhurado está sempre atrasado no tempo, em relação ao fluxo na parte principal, e o mesmo ocorre espacialmente (embora não exista uma relação de 90° entre eles). O resultado é que se produz um campo magnético girante, suficiente para ocasionar um pequeno desequilíbrio nos torques do rotor (teoria do duplo campo girante) tal que o torque no sentido horário exceda o torque no sentido anti-horário (ou vice-versa), e o rotor gire sempre no sentido do campo girante.

Para o tipo de motor de pólo ranhurado, visto na Fig. 10-7, a rotação se dá no sentido horário, uma vez que o fluxo no segmento ranhurado se atrasa em re-

lação ao fluxo principal. A fim de inverter-se o sentido da rotação, seria necessário desmontar a estrutura polar e invertê-la, fisicamente. Para eliminar este processo lento e complicado, foram desenvolvidas novas técnicas para a produção de motores reversíveis de pólo ranhurado.

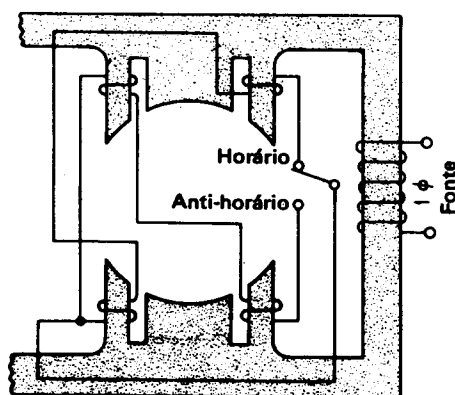
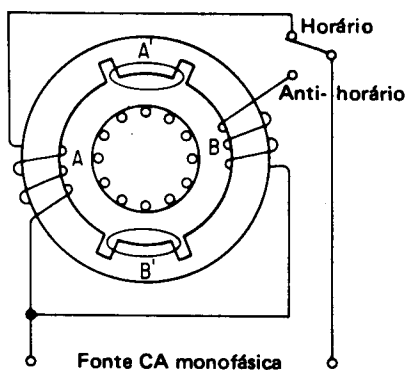
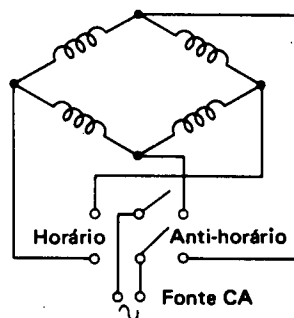
O primeiro destes métodos é ligar-se as bobinas, correspondentes às ranhuras, em série nas correspondentes ranhuras dos pólos e curto-circuitá-las através de uma chave. Vê-se isto na Fig. 10-8a, onde aquelas bobinas situadas numa das extremidades dianteiras do pólo saliente são curto-circuitadas para a rotação no sentido horário, e as situadas no lado oposto do pólo são curto-circuitadas

(a) Dois pares de bobinas de pólo ranhurado curto-circuitados pela chave.
(Não está representado o enrolamento principal.)

(b) Dois campos individuais principais distribuídos defasados de 90°.

(c) Método do enrolamento distribuído com derivações.

Fig. 10-8 — Métodos de inverter o sentido de rotação de motores de pólos ranhurados.

para rotação no sentido anti-horário. Em nenhuma circunstância, entretanto, teremos ambos os conjuntos curto-circuitados.

O segundo método é genericamente utilizado em estatores de pólos *não salientes*. Dois enrolamentos distribuídos, separados, deslocados no espaço de 90° em relação aos pólos ranhurados curto-circuitados, estão indicados como A e B na Fig. 10-8b. Quando se energiza A (que não está indicado como distribuído), estabelece-se o padrão do fluxo numa ordem horária: enrolamento A, pólo ranhurado A'; enrolamento A (na posição de B), e pólo ranhurado B'. Quando B é energizado, o estabelecimento do fluxo se dá na ordem anti-horária: enrolamento B, bobina ranhurada A', enrolamento B distribuído em A, e pólo ranhurado B'.

O terceiro método, visto na Fig. 10-8c, emprega também um único enrolamento contínuo distribuído com derivações apropriadas nos pontos de 90°. Quando se energizam as ligações de um conjunto, através de uma chave bipolar, o rotor gira no sentido horário. Quando se energizam as ligações do segundo conjunto, deslocado de 90° em relação às bobinas do pólo ranhurado, o motor gira no sentido oposto.

A vantagem dos estatores distribuídos, não salientes, sobre os tipos de pólos salientes, vistos nas Figs. 10-7 e 10-8, é que, uma vez iniciado o movimento, o rotor com o fluxo uniforme no entreferro tende a produzir um campo magnético mais uniforme, em vez do campo girante elíptico, em virtude da sua fem de velocidade (teoria do campo cruzado).

O motor de pólo ranhurado é áspero, barato, pequeno em tamanho e requer pouca manutenção. A corrente circulante a rotor bloqueado é apenas um pouco mais elevada que sua corrente nominal normal, de forma que ele pode funcionar a rotor bloqueado por períodos curtos, sem que haja prejuízos maiores. Infelizmente, o seu torque de partida é muito pequeno, bem como são baixos o seu rendimento e o seu fator de potência, embora estas duas últimas considerações tenham pouca importância quando se trata de motores pequenos. O fato do torque de partida ser baixo limita sua aplicação a motores para toca-discos, projetores cinematográficos, máquinas elétricas para cortar frios, pequenos ventiladores, máquinas vendedoras automáticas, dispositivos girantes para vitrines, e outras cargas ou servomecanismos relativamente leves.

De forma geral, o controle da velocidade usado consiste em reduzir-se a tensão CA aplicada, para fazer com que o escorregamento aumente, de modo semelhante ao que se empregou para o motor a capacitor, como se viu na Fig. 10-5c.

10-10. MOTOR DE INDUÇÃO COM PARTIDA À RELUTÂNCIA

Outro motor de indução, que emprega um estator com um entreferro não uniforme, é o motor de partida à relutância. O seu rotor é o rotor do tipo gaiola convencional, que desenvolve torque, uma vez acelerado iniciada a rotação, pelo *princípio da relutância*.[11] Devido aos entreferros desiguais entre o rotor e os pólos

[11]O motor com *partida* à relutância é um motor de indução cuja *partida* tem início através do princípio da relutância (Seç. 1-2). Não é a mesma coisa que o motor de relutância (um motor síncrono não excitado), discutido na Seç. 8-27. O motor monofásico de relutância, o motor de

salientes não uniformes, vistos na Fig. 10-9, um efeito de varredura se produz no fluxo do campo principal. O princípio de relutância, segundo o qual o motor funciona, estabelece simplesmente que, onde o entreferro é pequeno, a auto-indutância no enrolamento de campo é grande, fazendo com que a corrente nele se atrase em relação ao fluxo que a produz (num circuito altamente indutivo, a corrente se atrasa de quase 90° em relação à tensão e ao fluxo). Inversamente, onde o entreferro é muito grande, a auto-indutância é reduzida, e a corrente está quase em fase com o fluxo. O fluxo mútuo no entreferro atrasa-se, portanto, na vizinhança do entreferro menor, produzindo um efeito de varredura semelhante ao produzido no motor de pólo ranhurado. Desde que os fluxos estão algo defasados no espaço e também no tempo, produz-se um campo magnético girante em todos os pólos do campo, nos instantes t_1, t_2 e t_3, sucessivamente, como mostra a Fig. 10-9.

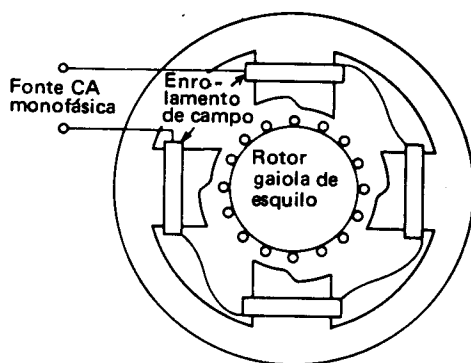
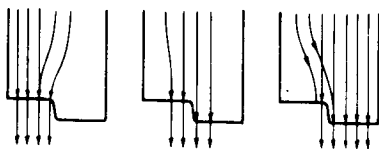



Fig. 10-9 — Motor de indução com partida à relutância e desenvolvimento do campo girante.

As características do torque de funcionamento do motor de pólos salientes com partida à relutância não são tão boas como as do motor de pólos ranhurados não salientes. Isto é evidente, porque, a fim de que a fem de velocidade desenvolva um campo magnético girante após ter tido início a rotação, o entreferro deve ser razoavelmente uniforme. Além disto, o torque de partida de um motor

histerese e o motor subsíncrono são, na verdade, motores monofásicos, mas a sua semelhança, quanto à operação, com o princípio do motor síncrono levou o autor a discuti-los no Cap. 8 (V. Seçs. 8-27, 8-28 e 8-29). Esta separação é intencional e evita a costumeira confusão entre os princípios de operação destes motores monofásicos.

com partida à relutância também é pior que o do de pólos ranhurados (menos de 50 por cento do torque nominal). A não ser a reversão dos pólos do estator, *não* há outra forma de variar-se o sentido de rotação de um motor de indução com partida à relutância. A sua operação é *sempre* no sentido do entreferro mais alto para o mais baixo.

O motor de pólo ranhurado é, de modo geral, preferido em relação ao motor de indução com partida à relutância, uma vez que a sua construção não é mais cara e ele tem melhores torques de partida e de funcionamento, sendo ainda prontamente reversível. Controla-se a velocidade do motor de indução com partida à relutância da mesma forma que a utilizada para os motores de pólo ranhurado.

10-11. MOTORES DE COMUTADOR MONOFÁSICOS

Os motores estudados neste capítulo foram, até aqui, motores de indução monofásicos com *rotores fundidos* do tipo gaiola de esquilo, sendo as suas variações principalmente na forma da partida. Há um outro grupo de motores, que são os motores monofásicos a comutador, uma vez que o rotor bobinado desta espécie de motores é equipado com comutador e escovas. Este grupo é formado por duas classes: (1) os que funcionam segundo o princípio da repulsão (motores de repulsão), nos quais a energia é transferida *indutivamente* do enrolamento do campo monofásico do estator para o rotor: e (2) os que funcionam segundo o princípio dos motores-série, nos quais a energia é transferida *condutivamente* tanto para o campo monofásico do estator como para a armadura do rotor, à qual está ligado em série (V. Seç. 10-18).

Uma vez que o princípio da repulsão é utilizado como um método de partida para um tipo de motor de indução conhecido como motor de indução com partida à repulsão, trataremos em primeiro lugar dos motores de repulsão.

10-12. O PRINCÍPIO DE REPULSÃO

O estator de um motor à repulsão é idêntico ao de um motor de indução, no qual as ranhuras estejam uniformemente distribuídas na periferia do estator. O enrolamento é também um enrolamento "padronizado" de dois, quatro ou seis pólos, distribuído em volta do estator de forma que se produzam os pólos necessários. Não se utilizam enrolamentos auxiliares ou parciais. A estrutura do estator de um motor de repulsão é, portanto, idêntica e intercambiável com a de qualquer motor de indução monofásico. As laminações do estator são intercambiáveis com as de quase qualquer outro motor de indução (com exceção do motor de pólo ranhurado). Nos desenhos que se seguem, por conveniência, representar-se-á um campo de dois pólos no estator.

O rotor de um motor de repulsão é muito semelhante a armadura CC "padrão", normalmente de enrolamento imbricado (Seç. 2-11), com um ou mais pares de escovas, dependendo do número de pares de pólos do enrolamento do estator. Estas escovas são, entretanto, *curto-circuitadas*, podendo a estrutura que as su-

porta girar de forma a alterar a posição delas em relação ao eixo polar. Por simplicidade, representar-se-á a armadura do rotor de repulsão como um enrolamento em anel de Gramme (Seç. 1-12), uma forma primitiva do enrolamento imbricado.

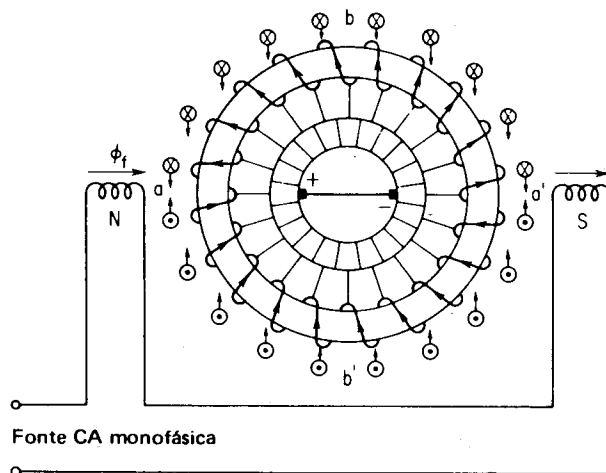
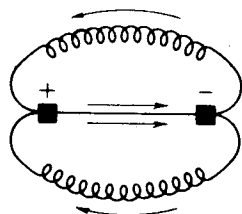
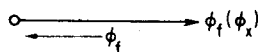
A Fig. 10-10a mostra o sentido instantâneo do fluxo do campo, ϕ_f, produzido por um estator bipolar. De acordo com a lei de Lenz, uma fem induzida, que se opõe ao fluxo do campo, estabelecer-se-á na armadura do enrolamento em anel de Gramme do rotor. As *fem* induzidas individualmente combinam-se vetorialmente em cada um dos dois caminhos, para produzir uma polaridade instantânea positiva na escova esquerda e uma polaridade negativa na direita. Circula a corrente máxima pelo condutor que liga as duas escovas em curto. Quando se inverte o campo, 180 graus elétricos mais tarde, inverte-se também a polaridade das escovas, uma vez que as *fem* se invertem e circula a corrente máxima no sentido oposto. A Fig. 10-10b mostra as correntes instantâneas nas escovas e nos enrolamentos para o sentido do fluxo de campo tomado na Fig. 10-10a. Entretanto, não se produz torque útil como resultado desta corrente circulante: como se pode notar a partir das forças perpendiculares desenvolvidas por condutor perpendicular-

(a) Eixo das escovas paralelo ao eixo polar (posição neutra forçada).

(b) Correntes nas escovas e nos enrolamentos (instantâneas).

(c) Diagrama vetorial mostrando o campo, o torque e o fluxo de transformador.

Fig. 10-10 — Posição neutra forçada mostrando a corrente máxima e o torque nulo.

mente ao sentido da corrente e ao campo magnético (regra da mão esquerda). Para cada condutor sob um pólo N, que tenda a produzir um torque no sentido horário (*b'* para *a*), há um condutor tendendo a produzir um torque no sentido anti-horário (*b* para *a*). O rotor do motor é, pois, estacionário, sendo bloqueado numa posição *neutra forçada* (de máxima corrente). A Fig. 10-10c também mostra que todo o fluxo de campo ϕ_f está produzindo o fluxo do transformador ϕ_x (desprezando a dispersão), com o resultado de que não se produz fluxo ortogonal pelo rotor para reagir contra este campo. Nenhuma rotação pode ser produzida sem tal interação de campos (V. Seçs. 1-17 e 1-18).

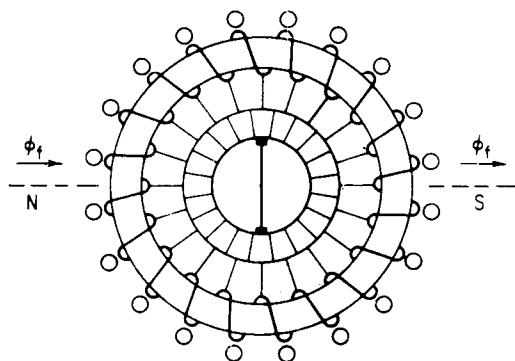
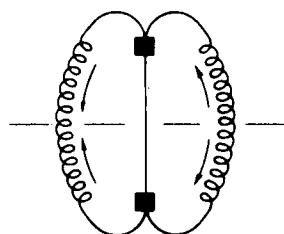
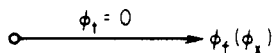
Se o eixo das escovas gira de 90° em relação ao eixo polar, como se vê na Fig. 10-11, produzem-se na armadura as mesmas *fem* instantâneas, como resultado do mesmo fluxo instantâneo; mas, devido à posição das escovas, não circula corrente pelo circuito externo. A soma das *fem* entre escovas em cada caminho é zero, como se vê nas Figs. 10-11a e b. Desde que não circula corrente, não se produz torque devido ao fluxo nos condutores, como se vê na Fig. 10-11c, e o rotor fica parado em uma posição *neutra aliviada* (corrente nula). Note-se que não circula corrente pelos condutores mostrados na Fig. 10-11a.

(a) Eixo das escovas sobre o neutro mecânico (posição neutra aliviada), corrente nula.

(b) Fem equilibradas, nenhuma corrente nas escovas e no enrolamento.

(c) Diagrama vetorial, mostrando o campo, o fluxo, e o fluxo de transformador.

Fig. 10-11 — Posição neutra aliviada, mostrando corrente nula e nenhum torque.

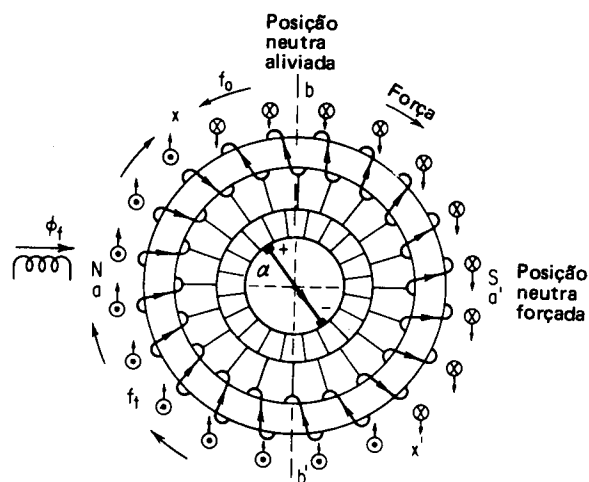
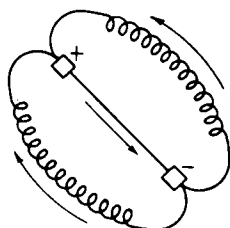
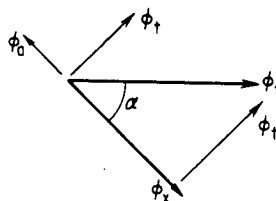
Se o eixo das escovas se desloca de um ângulo α a partir do eixo polar, sendo α menor que 90°, produz-se movimento. Embora as *fem* sejam ainda as mesmas das Figs. 10-10a e 10-11a, uma *fem* desequilibrada se produz em cada um dos caminhos pela posição da escova, circulando uma corrente proporcional à diferença de tensão através dos condutores do rotor, como se vê nas Figs. 10-12a e b. O eixo das escovas é *x-x'*, e o eixo polar é ainda *a-a'*. Note-se que os condutores de *a* a *x* e de *a'* a *x'* carregam correntes num sentido que é oposto ao de sua tensão induzida, porque as tensões *a-x'* e *x-a'* são maiores que a tensão *a'-x'*. Há agora um desequilíbrio dos condutores sob os pólos N e S, respectivamente, que conduzem corrente num dado sentido, e o rotor gira no sentido horário como resultado destas forças, como se vê na Fig. 10-12a. Outra maneira de indicar isto, de uma forma um pouco mais sofisticada, é apresentada na Fig. 10-12c. O fluxo líquido da armadura, ϕ_a, pela lei de Lenz deve ter sido produzido por um fluxo de transformador ϕ_x, que é uma componente do fluxo de campo ϕ_f. Há, pois, uma componente

(a) Eixo das escovas entre as posições neutras.

(b) Correntes instantâneas nas escovas e enrolamentos.

(c) Diagrama vetorial mostrando os fluxos de transformador principal e de torque.

Fig. 10-12 — Eixo das escovas entre as posições neutras forçada e aliviada, produzindo os fluxos de torque e de transformador com o respectivo torque do motor.

em quadratura do fluxo de campo, ϕ_t, chamada fluxo de torque. O fluxo de torque, ϕ_t, é um componente do fluxo de campo, ϕ_f, que é ortogonal ao fluxo da armadura, ϕ_a, tendendo a produzir rotação pela interação (ou repulsão) dos campos mutuamente perpendiculares. Assim, a *repulsão* entre os *campos* do *rotor* e do *estator* resulta na rotação do rotor; donde, o nome *motor de repulsão.*[12]

Deve-se notar que o torque é zero a zero graus (corrente máxima), posição neutra forçada, e também é zero a 90° (corrente nula), posição neutra aliviada. Desde que o torque é um produto do fluxo da armadura (produzido pela corrente da armadura) e do fluxo de torque (produzido pelo campo, como resultado do seu afastamento da posição neutra forçada), é evidente que o torque máximo ocorrerá *mais próximo à posição neutra forçada*, onde é elevada a corrente da armadura. Em motores comerciais, o torque máximo, para um motor de repulsão do tipo de escovas deslocadas, usualmente ocorre para um α de cerca de 25 graus de deslocamento a partir da posição neutra forçada.

Deve-se notar que a rotação no sentido *horário* se produziu quando o eixo das escovas se deslocou, em relação à posição neutra forçada, no *mesmo* sentido, ou seja o *horário*. O deslocamento do eixo das escovas no sentido anti-horário, em relação à posição neutra forçada, ocasiona a rotação no sentido anti-horário.

10-13. MOTOR DE REPULSÃO COMERCIAL

Desde que os rotores dos motores de repulsão são usualmente armaduras de enrolamento imbricado, um enrolamento CA de quatro pólos do estator requer dois pares de escovas: um de seis pólos, três pares de escovas, etc. Cada par de escovas seria curto-circuitado e distanciado de 90 graus mecânicos (para o caso de quatro pólos) ou 60 graus mecânicos (para o de seis pólos). A maioria dos motores de repulsão comerciais é ou de quatro ou de seis pólos, estes sendo produzidos pelo tipo de enrolamentos do estator CA empregados. Os enrolamentos do estator, além disto, são enrolamentos de fase dividida, consistindo de dois campos ligados em série, deslocados de 90 graus elétricos no estator. As escovas são dispostas ao longo do eixo de um destes enrolamentos, chamado campo transformador, ϕ_x, e deslocado 90 graus elétricos em relação ao outro enrolamento, chamado campo de torque, ϕ_f. A relação destes enrolamentos na armadura é vista na Fig. 10-13a. Note-se que o campo resultante, ϕ_r, produzido pelos dois enrolamentos vistos na Fig. 10-13b, tem o mesmo efeito que o mostrado no diagrama da Fig. 10-12c *sem a necessidade de se deslocarem as escovas*. A utilização de dois enrolamentos separados resulta num componente maior do fluxo de torque, reduzindo a corrente de armadura necessária para a produção de um dado torque ($T = k\phi_t I_a \cos\theta$), bem como melhorando o fator de potência. Em motores comerciais, o fator de potência é aproximadamente unitário na velocidade síncrona ($N_s = 120f/P$) e menor que um para velocidades acima e abaixo dela.

O motor de repulsão, diferentemente de vários motores de indução monofásicos, é capaz de funcionar a velocidades *bem acima da síncrona*, para cargas

[12]A maior parte da ação motora é o resultado de um fenômeno semelhante à repulsão e quase qualquer motor poderia, pois, ser chamado de motor de repulsão.

(a) Fluxos no estator e na armadura.

(b) Relação de fases.

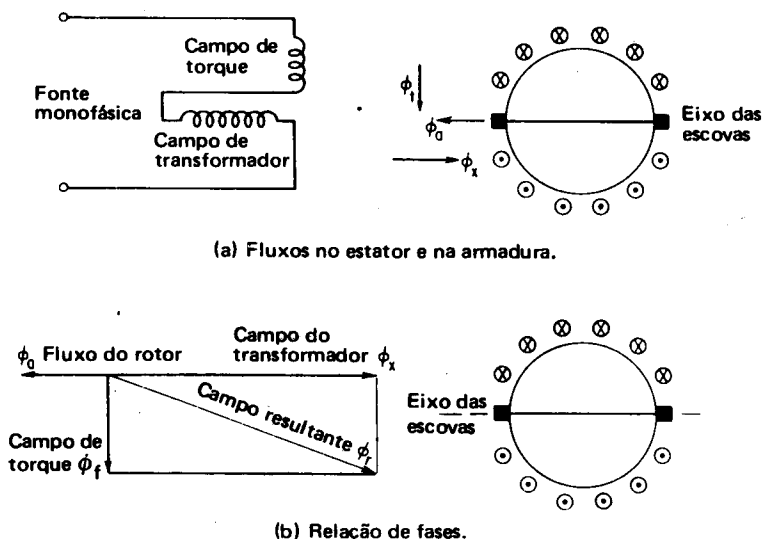



Fig. 10-13 — Motor de repulsão comercial.

leves, e bem abaixo dela para cargas pesadas. Sua característica torque-velocidade é vista na Fig. 10-14 e assemelha-se muito à de um motor-série. E isto se torna explicável, porque ele é, de fato, um motor "série" indutivamente acoplado, no qual a corrente da armadura é fornecida por acoplamento do tipo transformador, ao invés do acoplamento direto por condução. Como no motor-série, um aumento da carga, no motor de repulsão, produz um aumento na corrente da armadura (secundária) e na sua corrente de campo (primária) face ao acoplamento indutivo. Assim, para cargas pesadas e na partida, o motor de repulsão desenvolve uma corrente de partida de 1,5 a 2 vezes a corrente de carga nominal.

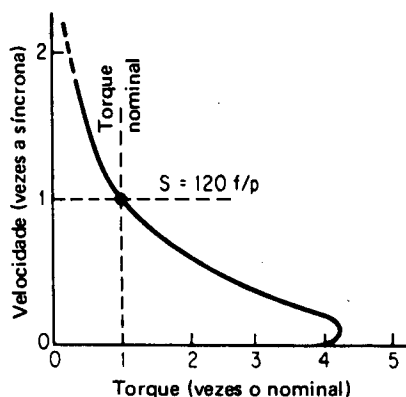



Fig. 10-14 — Característica torque-velocidade de um motor de repulsão.

O motor de repulsão comercial representado esquematicamente na Fig 10-13a, não requer deslocamento das escovas, porque o efeito foi produzido pelo fluxo resultante nos enrolamentos do estator. Se se deseja inverter o sentido da rotação, isto será feito facilmente invertendo-se as ligações de um enrolamento em relação ao outro. Alguns motores de repulsão comerciais, chamados motores de "deslocamento de escovas", são fabricados com um braço de alavanca ligado à estrutura do porta-escovas: estes motores são capazes de amplas gamas de variação da velocidade bem como de sua variação suave e contínua, a partir de velocidades que vão desde seis vezes a velocidade nominal, com as escovas no ângulo máximo de torque, até zero para a posição neutra aliviada (para evitar o sobreaquecimento e a formação de arcos no comutador) para qualquer carga.

Poderia parecer que um motor monofásico de (1) uma tal versatilidade de velocidades, (2) um excelente torque de partida, e (3) uma baixa corrente de partida, fosse extremamente popular. Além disto, (4) sendo o rotor independente do estator, ele pode ser projetado para uma tensão baixa, enquanto a tensão do estator pode chegar a várias centenas de volts. Mas, apesar das vantagens citadas, o motor de repulsão (1) é extremamente ruidoso, (2) tem má regulação de velocidade e (3) requer manutenção periódica do comutador. Por estas razões, atualmente, os motores de repulsão são pouco utilizados. O princípio da repulsão, entretanto, é mais extensivamente aplicado em dois outros motores: (1) o motor de indução com partida à repulsão: e (2) o motor de repulsão-indução.

10-14. MOTOR DE INDUÇÃO COM PARTIDA À REPULSÃO

Se se curto-circuita completamente o comutador de um motor de repulsão ele produzirá um rotor enrolado do tipo gaiola de esquilo. Já se mostrou que o estator de um motor de repulsão é um estator monofásico distribuído. Além disto, o motor de repulsão é capaz de torques de partida extremamente elevados, enquanto que outros motores monofásicos, funcionando segundo o princípio de indução, não o são. Estes fatos levaram ao desenvolvimento inicial do motor de indução com partida à repulsão, que foi um dos primeiros tipos de motor de indução monofásico a ser desenvolvido comercialmente e vendido em grandes quantidades.

O motor de indução com partida à repulsão parte (conforme indica o seu nome) como um motor de repulsão, com as escovas colocadas na posição correspondente ao torque máximo. Quando se tenha acelerado a carga até cerca de 75 por cento da velocidade síncrona, um dispositivo centrífugo embutido (semelhante a um regulador) coloca um anel de curto em contato com as barras do comutador, tornando a armadura idêntica à de um rotor de gaiola. O motor então passa a funcionar como um motor de indução, segundo a sua respectiva característica (Fig. 10-15).

Utilizam-se diversos tipos de *dispositivos centrífugos*, alguns dos quais levantam as escovas do comutador simultaneamente ao fechamento do curto-circuito, para reduzir o seu desgaste e o ruído.

Em potências fracionárias, o motor de indução com partida à repulsão foi, em grande parte, substituído pelos motores com partida a capacitor ou a duplo

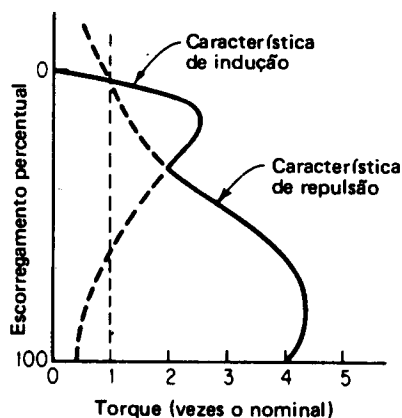



Fig. 10-15 — Característica torque-velocidade de um motor com partida à repulsão.

capacitor. As razões para isto são que (1) os motores de indução com partida à repulsão requerem maior manutenção, devido ao comutador e aos dispositivos mecânicos; (2) eles não são facilmente reversíveis (deve-se deslocar a posição das escovas ou utilizar enrolamentos separados no campo para se conseguir isto); (3) eles são mais caros para as mesmas potências fracionárias; (4) eles são algo ruidosos na partida; e (5) o faiscamento do comutador produz uma interferência audível no rádio e visível na televisão.

Em motores maiores, de potências acima de 1 HP, entretanto, o motor de indução monofásico com partida à repulsão é ainda construído, devido a (1) seu elevado torque de partida, (2) sua baixa corrente na partida, e (3) sua capacidade de acelerar cargas pesadas mais rapidamente que os motores de duplo capacitor com alta capacitância na partida.

10-15. MOTOR DE REPULSÃO-INDUÇÃO

Como se vê de sua denominação, o motor de repulsão-indução é um motor que combina as características do motor de repulsão com as do motor de indução. Desde que ambos utilizam o mesmo estator, a única modificação necessária no rotor, do tipo comutador, é a adição de um enrolamento em gaiola. O motor de repulsão-indução tem um *duplo enrolamento* no rotor, no qual o enrolamento superior é ligado às barras do comutador e o inferior (de alta reatância) é um enrolamento gaiola do tipo indução. Os dois enrolamentos do rotor são isolados entre si, e o motor não emprega dispositivos centrífugos reguladores ou mecanismos para deslocamento de escovas. Com o enrolamento em gaiola engastado profundamente nas ranhuras do rotor, este enrolamento tipo gaiola, na partida, tem sua reatância e impedância extremamente elevadas. Circula uma corrente pequena no enrolamento em gaiola, e o torque de partida, produzido por este enrolamento, é desprezável em comparação ao enrolamento de repulsão, como se vê na Fig. 10-16.

Basicamente, o motor parte como um motor de repulsão em sua respectiva característica, produzindo cerca de três a quatro vezes o torque nominal. Conforme o rotor acelera, a freqüência e a reatância do seu enrolamento tipo gaiola, de baixa resistência, decrescem, induzindo-se mais corrente nele. Para qualquer carga aplicada ao rotor, o motor funcionará como um motor combinado de repulsão e de indução. Se a carga diminui, é necessário um escorregamento menor e a velocidade do motor aumenta, devido à sua característica de repulsão.

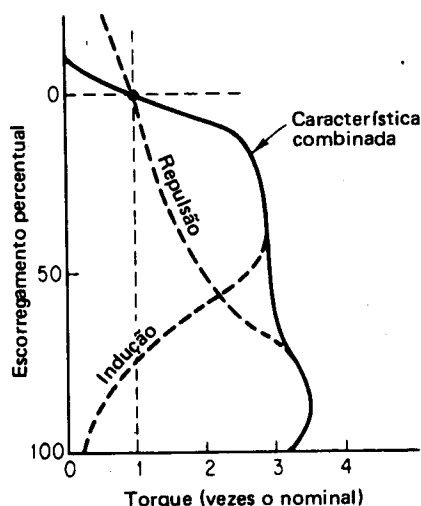



Fig. 10-16 — Característica torque-velocidade de um motor repulsão-indução.

Para a carga nominal, o motor funciona aproximadamente na velocidade síncrona (escorregamento nulo); e, uma vez que o enrolamento do tipo gaiola, do rotor, não está cortando o fluxo, nele não se induz fem. Para cargas menores que a nominal, o motor de repulsão tende a acelerar segundo a sua característica de repulsão, como se vê nas Figs. 10-14 e 10-16. Mas agora, em velocidades superiores à síncrona, o enrolamento de tipo gaiola, de indução, estará sendo acionado como um gerador de indução (V. Seç. 9-22), cuja máquina primária é o motor de repulsão. Isto tende a produzir um torque contrário ao do motor de repulsão, resultando que a velocidade a vazio é apenas um pouco maior que a velocidade síncrona, como se vê na Fig. 10-16, melhorando, assim, a regulação da velocidade. A linha cheia da figura representa a característica total do motor, uma combinação das características de indução e de repulsão. Com efeito, esta é a característica de torque-escorregamento que corresponderia a um motor de indução comum que tivesse dois rotores acoplados no mesmo eixo, um do tipo de repulsão e o outro do tipo de indução.

Como se vê na Fig. 10-16, o motor monofásico de repulsão-indução tem as vantagens de (1) ter um torque de partida elevado, e (2) ter uma regulação de velocidade razoavelmente boa. Sua maior virtude é (3) a propriedade de continuar

a desenvolver torque mesmo sob elevadas cargas, que lhe sejam aplicadas subitamente, sem que ocorra a desaceleração. É normalmente construído nos tamanhos correspondentes às potências inteiras e utilizado para acionar bombas recíprocas razoavelmente grandes, bem como compressores, em lugares onde se disponha apenas de potência monofásica. Devido à sua velocidade razoavelmente constante com a aplicação da carga, o motor de repulsão-indução é também utilizado em máquinas-ferramentas, tais como tornos e grandes fresas, nas quais grandes torques resistentes podem ser produzidos por cortes pesados. Os motores monofásicos de repulsão-indução são também utilizados em grelhas mecânicas, correias, transportadores, compressores e bombas para poços profundos.

Os motores de repulsão-indução também têm o seu sentido de rotação invertido da mesma forma que os motores de indução com partida à repulsão (ou seja, deslocando-se as escovas em relação à linha neutra forçada, ou invertendo a polaridade do enrolamento transformador em relação ao enrolamento que produz o torque de campo). Os tamanhos comerciais estão entre 1/2 HP e cerca de 15 HP.

10-16. MOTOR UNIVERSAL

Sempre houve necessidade de um motor que pudesse ser utilizado em aplicações portáteis e que pudesse funcionar em quaisquer freqüências, a partir de quaisquer fontes de potência disponíveis, nos diferentes países que pudessem ser visitados por um viajante ou turista. Uma aplicação que utilizasse um tal motor poderia, pois, ser de utilização internacional. As diferenças entre as tensões dos diferentes países poderiam ser compensadas pela utilização de transformadores com derivações ou de divisores de tensão, em combinação com um motor de maior tensão nominal.

À primeira vista, poderia parecer que o motor-derivação CC fosse o mais conveniente para funcionar como motor universal. Se a linha que alimenta o motor-derivação CC tem sua polaridade invertida, o motor continua a girar no mesmo sentido. A aplicação de uma corrente alternada, como fonte de tensão, a um motor-derivação resulta, entretanto, em torques de partida ou de funcionamento muito baixos. Desde que o torque é o produto da interação entre o fluxo da armadura e o fluxo de campo ($T = k\phi_f I_a \cos\theta$), a razão para tal torque baixo é que o campo-derivação é altamente indutivo, enquanto que a armadura é altamente resistiva. Assim, as suas correntes não estão em fase e seus respectivos fluxos máximos se afastam de um ângulo θ razoavelmente grande, como se mostra na Fig. 10-17a, não se produzindo praticamente torque algum.

Por outro lado, no motor-série, desde que campo e armadura estão em série, a corrente circulante será *sempre a mesma*, estando seus campos em fase e sendo elevado o torque produzido ($\theta = 0$). Necessitam-se algumas modificações de projeto, no caso de motores-série maiores, para que seja assegurada uma boa operação em CA (Seç. 10-17). Um motor-série CC, pequeno, de potência fracionária, trabalhará tão bem em CA como em CC, como se vê nas Figs. 10-17b, c e d. Quando se inverte a polaridade da fonte, invertem-se também a polaridade do campo e o sentido das correntes da armadura, continuando a ser produzido torque no mesmo sentido, como se vê.

O motor universal é projetado para freqüências comerciais variando de 60 Hertz até CC (freqüência zero), e para tensões de 250 V até 1,5 V. Um motor universal comercial pode ter o campo-série algo mais fraco e mais condutores na armadura que um motor-série CC de potência equivalente, pelas razões que discutiremos na seção seguinte. Seu tamanho vai, normalmente, até 3/4 HP principalmente para uso em aspiradores e máquinas de costura industriais. Em tamanhos menores, de 1/4 HP ou menos, é também utilizado em furadeiras elétricas portáteis.

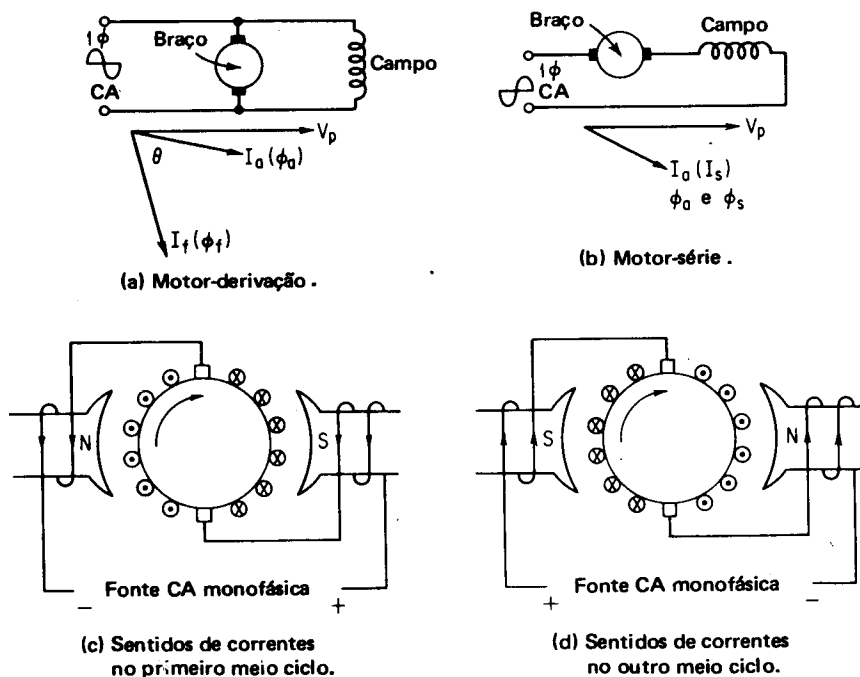



Fig. 10-17 — Operação do motor-série ou universal.

Como em todos os motores-série, a *velocidade a vazio* do motor universal é excessivamente *elevada*. Muito freqüentemente, montam-se engrenagens dentro da carcaça de alguns motores universais, para evitar a ocorrência de torques excessivamente elevados a baixas velocidades $(T = k\ \mathrm{HP}/N)$, e também para limitar a velocidade a vazio através do torque resistente que o sistema de engrenagens representa. Em motores muito pequenos, de 1/20 HP ou menos, a velocidade a plena carga pode atingir 10.000 rpm, sendo a velocidade a vazio consideravelmente mais elevada. Quando se utilizam tais motores em aplicações comerciais, tais como barbeadores elétricos, máquinas de costura, máquinas de escritório, pequenos secadores de cabelo manuais ou aspiradores, eles são sempre carregados diretamente, havendo pouco perigo de que o motor dispare.

10-17. O MOTOR-SÉRIE CA

Os motores-série CC de potência inteira, particularmente em tamanhos acima de alguns poucos HP, funcionam precariamente em corrente alternativa. Há um grande faiscamento nas escovas, e o rendimento e o fator de potência decrescem. São, pois, necessárias diversas modificações do projeto nos motores-série, para que a sua operação em CA melhore. As modificações necessárias, bem como as respectivas razões, serão a seguir enumeradas. Os motores-série CA são projetados:

1. Com a estrutura do campo constituída de laminações mais finas, para reduzir as perdas por correntes parasitas que são mais elevadas em CA.
2. Com menor número de espiras no campo-série, para reduzir a queda de tensão reativa no campo-série e as perdas devidas à histerese e às correntes parasitas.
3. Com mais pólos que os correspondentes às máquinas CC, a fim de restabelecer o torque total [Eq. (4-3)].
4. Com mais condutores na armadura e mais segmentos no comutador, para compensar o decréscimo do fluxo de campo [Eq. (4-3)].
5. Com uma resistência adicional em série com as ligações da armadura ao comutador, para reduzir as correntes circulantes, o faiscamento das escovas, e o aumento das dificuldades de comutação ocasionado pelas dificuldades da operação em CA.
6. Com tipos especiais de enrolamentos de compensação, para reduzir o aumento da reação da armadura devido ao aumento do número de condutores da armadura.
7. Com tipos especiais de enrolamentos nos interpolos, pelas razões idênticas às do item 6.
8. Para reduzir a queda de tensão nos interpolos e nos enrolamentos de compensação; estes enrolamentos são, seguidamente, ligados indutivamente, ao invés de condutivamente, como se vê na Fig. 10-18c. Conforme aumenta a corrente da armadura, devido ao aumento da carga, o fluxo da armadura induz uma corrente mais elevada nestes enrolamentos, e o efeito da fmm do interpolo e do enrolamento de compensação é assim proporcional à carga ou à corrente da armadura. Uma vez que a corrente alternada é produzida nos condutores da armadura, mesmo quando a ligação é feita a partir de uma fonte CC, o acoplamento indutivo pode ser utilizado para estes enrolamentos, mesmo no motor-série CC. A queda de tensão nestes enrolamentos é normalmente pequena em corrente contínua. Entretanto, há alguns problemas de projeto com acoplamento condutivo, como se vê na Fig. 10-18a.

Com as modificações acima, os motores-série funcionando em CA comportar-se-ão da mesma maneira que seus equivalentes CC, produzindo a característica da Fig. 10-18d.

O diagrama fasorial do motor CA acoplado condutivamente está representado na Fig. 10-18b. A potência desenvolvida pela armadura do motor-série CA é $E_g I_a$ [Eq. (4-7)], e a corrente da armadura é assim limitada pela fcem gerada na armadura, E_g, *mais* todas as quedas nas impedâncias em série, como se vê na equação da Fig. 10-18b.

A vantagem do acoplamento indutivo é um aumento na fem gerada e na potência da armadura, como se vê na Fig. 10-18c. Com um acoplamento por transformação de elevada dispersão, os interpolos e os enrolamentos de compensação refletem-se capacitivamente em relação à armadura, tendendo a reduzir a queda na impedância da armadura e a melhorar o ângulo de fase θ entre V_f e I_a.

(a) Motor-série CA acoplado condutivamente.

(b) Diagrama fasorial para um motor acoplado condutivamente.

(c) Motor-série acoplado indutivamente.

(d) Característica do motor-série CA.

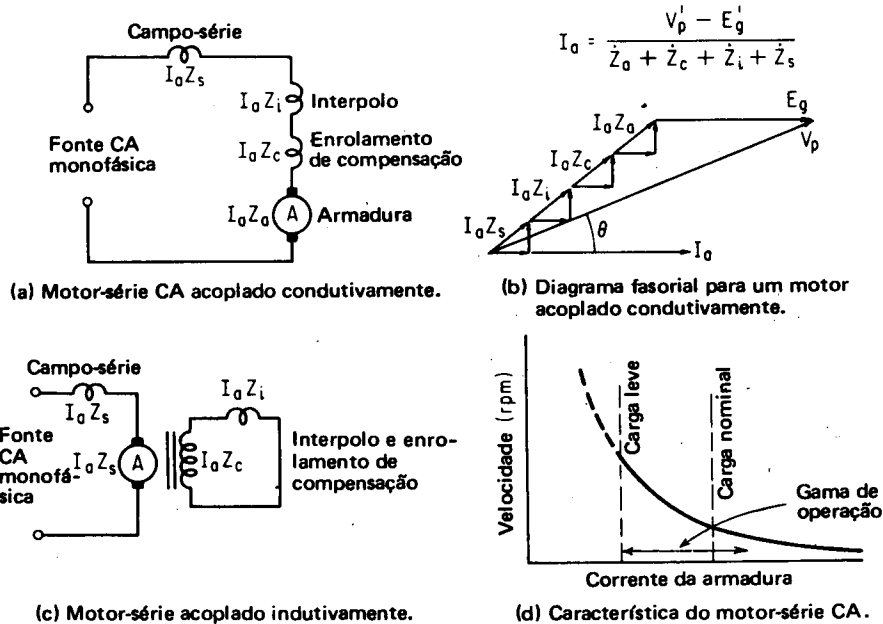



Fig. 10-18 — Motor-série CA.

Na grande maioria dos casos, os motores-série CA monofásicos, de potência mais elevada, foram superados nas respectivas aplicações pelos motores de indução e síncronos polifásicos, face à maior simplicidade destes. Os motores-série são ainda utilizados extensivamente, entretanto, em locomotivas elétricas para transporte ferroviário. Tais motores são projetados para tensões abaixo de 300 V, alimentadas pelo secundário de transformadores ligados a uma rede primária de 11.000 V, 25 Hz, normalizada nos Estados Unidos para serviços ferroviários. As capacidades dos motores para tais usos variam desde algumas centenas até mais de mil HP, com fatores de potência de 0,95 e rendimentos de cerca de 0,88, como resultado das modificações discutidas acima. O serviço europeu de tração usa uma freqüência padronizada de $16^2/_3$ Hz. As freqüências mais baixas (menores que 60 Hz) são preferidas, porque se reduz a queda de tensão na impedância em série e, conseqüentemente, são maiores as potências desenvolvidas. Isto resulta também num melhor rendimento, devido à diminuição das perdas por histerese e por correntes parasitas.

A regulação de velocidade é facilmente obtida através da variação da tensão da fonte, da qual o motor-série se alimenta, normalmente um regulador de indução ou um transformador com as respectivas derivações. Desde que os rendimentos dos transformadores são extremamente elevados, há praticamente pouca perda neste método de controle de tensão da armadura ou da linha, em comparação ao método resistivo de controle da velocidade utilizado nos motores-série CC. A reversão é também fácil de obter-se, pela inversão do campo-série com relação à armadura, através de um chaveamento conveniente.

10-18. SUMÁRIO DOS TIPOS DE MOTORES MONOFÁSICOS

Devido às muitas variações quanto ao seu princípio de operação, e ao fato de que certos tipos síncronos monofásicos foram abordados no Cap. 8, segue-se um sumário que inclui o princípio de operação de todos os vários tipos de motores monofásicos, com referência à seção correspondente, que os estuda.

I. Motores de Indução Monofásicos
   A. Motores de fase dividida
      1. Motor com partida à resistência (Seç. 10-5)
      2. Motor com partida a capacitor (Seç. 10-6)
      3. Motor de fase dividida e capacitor permanente (de um só valor) (Seç. 10-7)
      4. Motor de duplo capacitor (Seç. 10-8)
   B. Motor de indução com partida à relutância (Seç. 10-10)
   C. Motor de indução de pólo ranhurado (Seç. 10-9)
   D. Motor de indução com partida à repulsão (Seç. 10-14)
II. Motores Síncronos Monofásicos
   A. Motor de relutância (Seç. 8-27)
   B. Motor de histerese (Seç. 8-28)
   C. Motor subsíncrono (Seç. 8-29)
III. Motores Monofásicos do Tipo Comutador
   A. Motores de repulsão (Seç. 10-13)
   B. Motores de repulsão-indução (Seç. 10-15)
   C. Motores-série CA (Seç. 10-17)
   D. Motores universais (Seç. 10-16)

BIBLIOGRAFIA

1. ALGER, P. L. & ERDELYI, E. Electromechanical energy conversion. *Electro-Technology*, Sept. 1961.
2. BEWLEY, L. V. *Alternating current machinery*. New York, Macmillan, 1949.
3. —. *Tensor analysis of electrical circuits and machines*. New York, Ronald Press, 1961.
4. CARR, C. C. *Electrical machinery*. New York, Wiley & Sons, 1958.
5. CROSNO, C. D. *Fundamentals of electromechanical conversion*. New York, Harcourt, Brace, Jovanovich, 1968.
6. CROUSE, C. H. Capacitor start/run of 15 HP single-phase motors. *Electrical Manufacturing*, Mar. 1957.
7. DANIELS. *The performance of electrical machines*. New York, McGraw-Hill, 1968.
8. DOUGLAS, J. F. H. *Reluctance motors for high torque specifications*. AIEE Paper CP 61-222.
9. ELLENBERGER, J. Start-run protection of split-phase motors. *Electrical Manufacturing*, Dec. 1959.
10. FITZGERALD, A. E. & KINGSLEY, C. *The dynamics and statics of electromechanical energy conversion*. 2. ed. New York, McGraw-Hill, 1961.

11. FITZGERALD, A. E.: KINGSLEY, JR: KUSKO, A. C. *Electric machinery*. 3. ed. New York, McGraw-Hill, 1971.
12. GEMLICH, D. K. & HAMMOND, S. B. *Electromechanical systems*. New York, McGraw-Hill, 1967.
13. HINDMARSH, J. *Electrical machines*. Elmsford, N. Y., Pergamon, 1965.
14. JONES, C. V. *The unified theory of electrical machines*. New York, Plenum, 1968.
15. KASPARIAN, C. Shading coils energized for motor control. *Electro-Technology*, Oct. 1961.
16. LIWSCHITZ, M. M.; GARIK, M.; WHIPPLE, C. C. *Alternating current machines*. Princeton, N. J., Van Nostrand, 1946.
17. MCFARLAND, T. E. *Alternating current machines*. Princeton, N. J., Van Nostrand, 1948.
18. MAJMUDAR, H. *Introduction to electrical machines*. Boston, Allyn and Bacon, 1969.
19. MILLERMASTER, R. A. *Harwood's control of electric motors*. 4. ed. New York, Wiley/Interscience, 1970.
20. PUCHSTEIN, A. F.; LLOYD, R.; CONRAD, A. G. *Alternating current machines*. 3. ed. New York, Wiley/Interscience, 1954.
21. ROBERTSON, B. L. & BLACK, L. J. *Electric circuits and machines*. 2. ed. Princeton, N. J., Van Nostrand, 1957.
22. SELMON. *Magnetoelectric devices: transducers, transformers and machines*. New York, Wiley/Interscience, 1966.
23. SISKIND, C. S. *Electrical machines - direct and alternating current*. 2. ed. New York, McGraw-Hill, 1959.
24. SKILLING, H. H. *Electromechanics: a first course in electromechanical energy conversion*. New York, Wiley/Interscience, 1962.
25. SMEATON. *Motor applications and maintenance handbook*. New York, McGraw-Hill, 1969.
26. THALER, G. J. & WILCOX, M. L. *Electric machines: dynamics and steadv state*. New York, Wiley/Interscience, 1966.
27. VENIOTT. *Fractional and subfractional horsepower electric motors*. 3. ed. New York, McGraw-Hill, 1970.
28. WHITE, D. C. & WOODSON, H. H. *Electromechanical energy conversion*. New York, Wiley/Interscience, 1959.

QUESTÕES

10-1. Defina:
   a. motor de potência inteira
   b. motor de potência fracionária

10-2. Com base nas definições acima, explique por quê:
   a. os motores de alta velocidade (10.000 rpm ou mais) são normalmente fracionários
   b. os motores de baixa velocidade (50 rpm ou menos) são normalmente motores de potência inteira.

10-3. Explique:
   a. por que nenhum motor do tipo gaiola monofásico tem torque de partida
   b. por que os vários tipos de motores do tipo gaiola monofásicos são classificados com base no método de partida (V. Seç. 10-18)
   c. se há alguma diferença na construção do *rotor* de um motor polifásico em relação à de um monofásico
   d. por que um *único* enrolamento monofásico no estator de um motor do tipo gaiola não produz rotação de seu rotor.

10-4. a. Explique por que um único enrolamento no estator, como na questão 10-3d, acelera um rotor do tipo gaiola, se este tiver sido posto a girar em um sentido determinado. Utilize a teoria do duplo campo girante para ilustrar sua resposta.
b. Repita (a) acima, utilizando a teoria do campo cruzado.

10-5. a. O que significa torque elíptico?
b. Quais as condições de carga que o produzem?
c. Como é possível identificar a produção de um torque elíptico?
d. Explique o mecanismo pelo qual o campo magnético girante e o torque se tornam elípticos e dê as razões para isto.

10-6. No projeto de um motor de indução monofásico, com partida à resistência, explique as razões para
a. um enrolamento de partida consistindo de poucas espiras de fio de cobre de um diâmetro menor, em oposição ao uso de muitas espiras de fio mais pesado
b. desligar-se o enrolamento de partida, uma vez atingido um escorregamento de 0,25 ou menos
c. não se necessitar que as correntes de partida e de funcionamento sejam iguais
d. deslocar-se de 90° no espaço os enrolamentos de partida e de funcionamento.

10-7. a. Dado um estator monofásico, tendo dois enrolamentos idênticos, defasados de 90° no espaço, desenhe um esquema de fiação utilizando uma chave e um resistor, de modo que o motor gire em qualquer dos sentidos.
b. Ilustre o esquema acima, utilizando um diagrama fasorial para cada posição da chave.
c. Requer-se um resistor de resistência baixa ou elevada? Explique.

10-8. a. Explique por que o torque de partida de um motor de fase dividida é relativamente pequeno.
b. O que significa inversão do circuito de partida?
c. Com base em (a) e (b) acima, explique por que tal inversão em um motor com partida à resistência, quando em funcionamento, não implica na inversão do seu sentido de rotação.
d. Como se inverte o sentido de rotação de um motor com partida à resistência, quando ele está parado?
e. Com base no respondido acima, defina um motor *não reversível* e explique por que um motor com partida à resistência é classificado como tal.

10-9. a. Explique por que a corrente de partida elevada de um motor com partida à resistência não é um aspecto objetável.
b. Dê as maiores objeções e três desvantagens deste tipo de motor.
c. Com base em (b), dê as maiores aplicações para este motor.

10-10. a. É possível controlar-se a velocidade de um motor de fase dividida, em funcionamento, com o enrolamento de partida desligado? Explique de que forma, sem que haja variação de freqüência.
b. Dentro de que gama de escorregamento é possível controlar a velocidade pelo método exposto em (a)?
c. É possível obter-se o controle de velocidade para cargas pesadas? Explique.

10-11. Defina:
a. um motor reversível a baixa velocidade (reversible)
b. um motor reversível em funcionamento (reversing)
c. um motor não reversível a baixa velocidade (nonreversible)
d. um motor não reversível em funcionamento (nonreversing).

10-12. Com base nas definições acima, explique
a. por que um motor de fase dividida, e com partida a capacitor é classificado como um motor reversível a baixa velocidade, mas não como um motor reversível em funcionamento.

b. por que é necessário desligar temporariamente o motor de sua fonte para conseguir a reversão do motor.
c. Modifique a Fig. 10-4, utilizando uma chave bipolar para mostrar a forma de conseguir a reversão. (Inclua uma chave seccionadora para sua ligação à linha.)

10-13. a. Explique por que o torque de partida, de um motor com partida a capacitor, é mais que o duplo do motor com partida à resistência.
b. A redução da resistência do enrolamento de partida (utilizando condutores de maior calibre) para a obtenção de maiores correntes de partida corresponde a um aumento no torque de partida. Explique por quê.
c. Discuta os prós e contras da utilização de um enrolamento de partida de corrente elevada e baixa resistência, em função do tamanho do estator, da economia e da corrente de partida.

10-14. a. Explique por que os motores com partida a capacitor são construídos nos tamanhos correspondentes às potências inteiras, e os motores com partida à resistência não o são.
b. Explique por que os motores com partida a capacitor são utilizados em aplicações correspondentes a torques de partida elevados, enquanto os motores com partida à resistência não o são.
c. Dê várias aplicações para motores com partida a capacitor.

10-15. a. O motor de um só capacitor é, algumas vezes, chamado de motor bifásico. Explique por quê.
b. Por que o motor acima tem um baixo torque de partida?
c. Por que o motor acima tem um baixo torque de funcionamento?
d. Dê 3 vantagens deste motor em comparação aos motores de fase dividida com partida a capacitor.
e. Por que se utilizam capacitores a óleo, em vez dos eletrolíticos, para este tipo de motores?

10-16. a. Distinga entre um motor reversível a baixas velocidades e um motor reversível em funcionamento. Veja a questão 10-11 acima.
b. Explique, com base nas definições acima, por que o motor a capacitor permanente e fase dividida é um motor reversível em funcionamento.
c. Por que o motor acima se adapta mais facilmente ao controle da velocidade pela variação de tensão que os outros tipos de motores de fase dividida?
d. Quais as aplicações indicadas para o motor acima?

10-17. a. Por que o motor de fase dividida permanente e de duplo capacitor produz um torque de partida elevado? Quais as desvantagens que este motor tem em relação aos outros motores monofásicos?
b. Por que se utiliza um capacitor eletrolítico nos motores a duplo capacitor?
c. Compare os prós e contras da utilização de um autotransformador e de um motor com capacitor a óleo, com relação à deste mesmo capacitor a óleo e de um capacitor eletrolítico de partida, como se vê na Fig. 10-6.

10-18. Explique por que uma chave centrífuga defeituosa (em curto) constitui uma seria desvantagem para
a. o motor com partida à resistência
b. o motor com partida a capacitor
c. o motor a duplo capacitor.

10-19. Para um motor do tipo gaiola, de pólo ranhurado, mostre
a. que o fluxo na porção ranhurada do pólo sempre se atrasa em relação ao fluxo correspondente à parte não ranhurada, no espaço e no tempo, produzindo rotação num rotor do tipo gaiola

b. Por que os motores de pólos ranhurados reversíveis utilizam técnicas de enrolamentos distribuídos em estatores não salientes ou bobinas na parte dividida dos estatores salientes
c. vantagens dos estatores não salientes em relação aos salientes
d. vantagens e desvantagens dos tipos comerciais
e. métodos para o controle de velocidade.

10-20. Para motores do tipo gaiola, com partida à relutância, mostre
a. que o fluxo da parte de relutância baixa do pólo sempre se atrasa em relação ao fluxo correspondente à parte de relutância elevada, no espaço e no tempo, produzindo assim a rotação do rotor em curto
b. por que o sentido da rotação de um dado motor é irreversível
c. por que este motor é inferior ao de pólo ranhurado.

10-21. Para o motor de repulsão, mostre
a. que o torque é nulo na posição neutra forçada, zero graus
b. que o torque é nulo na posição neutra aliviada, 90°
c. a posição para a qual ocorre o torque máximo e justifique
d. como se inverte o sentido de rotação.

10-22. Para o motor de repulsão comercial, mostre
a. por que se necessitam 2 enrolamentos de campo separados e ligados em série
b. por que pode ele ser considerado um motor-série indutivamente acoplado
c. as condições para as quais podem ocorrer velocidades superiores à síncrona
d. que o torque de partida é muito alto e a respectiva corrente muito baixa
e. por que se produzem, correntemente, poucos motores de repulsão.

10-23. Para o motor comercial do tipo gaiola, de partida à repulsão, mostre
a. o princípio de operação
b. os dispositivos mecânicos especiais e de chaveamento empregados
c. como se inverte seu sentido de rotação (dê dois métodos)
d. vantagens e desvantagens
e. por que tal motor não é mais construído nos tamanhos fracionários.

10-24. Para o motor comercial de repulsão-indução, mostre
a. o princípio de construção e operação
b. os dispositivos mecânicos especiais e de chaveamento empregados
c. como se inverte o sentido de rotação de um tal motor
d. vantagens e desvantagens
e. aplicações e tamanhos comerciais de fabricação.

10-25. a. Explique por que um motor-derivação CC não funciona satisfatoriamente em CA, apesar da inversão da polaridade de linha não causar alteração no sentido de rotação.
b. Repita o raciocínio para um motor-série, mostrando por que ele opera intermitentemente em CA (V. questão 10-26a).
c. Por que a velocidade de um motor universal independe da freqüência?
d. Quais as precauções necessárias à utilização de motores universais e como podemos contorná-las?

10-26. a. Quais as modificações a serem feitas nos motores série CC para tornar melhor a sua operação comercial em CA?
b. Por que prefere-se motores série monofásicos em vez de motores trifásicos síncronos ou de indução para serviços de tração?
c. Qual a gama de potência dos motores série CA comerciais?
d. Como se faz o controle da velocidade e a inversão do sentido de rotação dos motores série CA?

10-27. Siga os itens seguintes para compor um quadro resumo. Para *cada* um dos motores relacionados na Seç. 10-18, monte uma tabela de comparação com respeito a

A. Construção:
  1. estator
  2. rotor.

B. Princípios de operação, descrição sucinta ou simples indicação.

C. Condições de partida:
  1. Torque em comparação com o nominal.
  2. Corrente em comparação com a nominal.

D. Condições de funcionamento:
  1. Torque máximo em comparação com o nominal.
  2. Regulação de velocidade.

E. Métodos de controle de velocidade.

F. Possibilidades de inversão do sentido de rotação e forma de fazê-la.

G. Vantagens.

H. Desvantagens.

I. Tamanhos comerciais.

J. Aplicação de tipos de carga.

PROBLEMAS

10-1. De acordo com as definições da Seç. 10-1, determine se os motores seguintes são de potência inteira ou fracionária

a. 3/4 HP, 1.200 rpm
b. 3/4 HP, 1.800 rpm
c. $1^1/_2$ HP, 6.000 rpm
d. $1^1/_4$ HP, 3.600 rpm.

10-2. Um motor monofásico CA, de 1/2 HP, fase dividida, solicita uma corrente $3 \angle -15°$ A para seu enrolamento de partida e uma de $4{,}9 \angle -40°$ A para seu enrolamento de funcionamento, em relação a uma fonte de $230 \angle 0°$ V. No momento da partida, calcule

a. A corrente total a rotor bloqueado.
b. O fator de potência e a potência consumida na partida.
c. O fator de potência e a potência consumida nas condições de funcionamento, imaginando que a corrente a plena carga para o enrolamento de funcionamento é igual à da partida e tem o mesmo ângulo de fase.
d. o rendimento a plena carga.

10-3. a. Repita o Problema 10-2(a) e (b), se se acrescentar um capacitor ao enrolamento de partida, de modo que a sua corrente se adiante naquele enrolamento e passe a $2{,}38 \angle 40°$ A na partida.

b. Compare o fator de potência na partida e a corrente correspondente, do motor de partida a capacitor, em relação ao motor de fase dividida convencional, do Problema 10-2.
c. Calcule o valor do capacitor necessário para produzir aquela corrente em avanço no enrolamento de partida.
d. Compare o valor do capacitor calculado em (c) com o dado na Tabela 10-1 e note a diferença.

10-4. Um motor monofásico CA, de 1/3 HP, fase dividida, quatro pólos, solicita uma corrente de 7,2 A de uma fonte de 115 V, 60 Hz a um fator de potência de 75 por cento, funcionando a 1.720 rpm quando se aplica a carga nominal ao seu eixo. Calcule:

a. O rendimento a plena carga.
b. O escorregamento a plena carga.
c. O torque de saída nominal.
d. O torque máximo se a pane ocorre a um escorregamento de 30 por cento.
e. O torque de partida.
f. A relação do torque máximo e do torque de partida, respectivamente, para o torque nominal.

10-5. Um motor de indução monofásico de dois pólos, 115 V, 60 Hz, partida à relutância tem como dados de placa 1/25 HP, 3.300 rpm e o seu rendimento a plena carga é 60 por cento. Calcule:
a. A potência de entrada a plena carga.
b. A corrente a plena carga, se o seu fator de potência é 0,65.
c. O escorregamento e o torque, a plena carga.
d. O torque máximo, se o escorregamento para o qual ele ocorre é 20 por cento (em onças-polegadas).
e. O torque de partida.
f. A relação do torque máximo e do torque de partida, respectivamente, para o torque de plena carga.

10-6. Um ensaio através de um dinamômetro levou aos dados de funcionamento, que se seguem, para um motor monofásico de quatro pólos, 115 V, com carga e velocidade nominais: potência solicitada pelo motor, 150 W; corrente de entrada, 2,0 A; velocidade, 1.750 rpm; comprimento do braço do freio, 12 pol; leitura da escala do dinamômetro, 6 onças para a carga nominal. Quando operado em sobrecarga para determinar o torque *máximo*, obtiveram-se os dados: potência solicitada pelo motor, 550 W; corrente de entrada 10,0 A; velocidade 1.400 rpm; leitura da escala do dinamômetro, 26,5 onças para a carga máxima. Calcule
a. O rendimento a plena carga
b. O fator de potência a plena carga
c. A potência do motor e o torque nominal
d. O torque máximo e o torque de partida
e. O rendimento e o fator de potência para o torque máximo
f. O torque nominal a partir do torque máximo.

10-7. Um motor de 110 V, a duplo capacitor parte e funciona através de um autotransformador com derivações, em combinação com um único capacitor de 5 μF, como mostra a Fig. 10-6b. Calcule:
a. Os valores efetivos da capacitância em série com o enrolamento B nas posições de partida e funcionamento, respectivamente, e a tensão nominal CA do capacitor utilizando derivações do transformador com uma relação de 5,0:1 na partida e 1,2:1,0 na posição de funcionamento
b. Repita (a), utilizando as derivações que levem a condições de partida e funcionamento de 8:1 e 2:1, respectivamente.

10-8. O motor de 60 Hz e de duplo capacitor, do Problema 10-7, tem um enrolamento principal com uma resistência de 30 Ω e uma indutância de 0,1 H. O segundo enrolamento (do capacitor) tem uma resistência de 25 Ω e uma indutância 0,5 H. Calcule:
a. Os valores relativos da corrente de partida em cada enrolamento, o ângulo entre estas correntes e a corrente de linha, o fator de potência, e a potência de entrada no instante da partida usando o autotransformador na relação de 5:1.
b. Repita (a) usando a relação de 8:1.
c. Qual das duas relações do autotransformador produzirá um maior torque de partida, e por quê?

10-9. Um motor-série CA carregado drena uma corrente de 6,5 A de uma fonte de 115 V, 60 Hz a um fator de potência de 0,85 em atraso quando está fornecendo um torque de saída de 0,5 lb-pé a uma velocidade de 5.000 rpm. Para produzir o mesmo torque a uma velocidade reduzida, utiliza-se uma resistência em série para produzir uma tensão CA de 110 V e uma corrente de 9,0 A a um fator de potência de 0,8 em atraso. A queda de tensão combinada na resistência da armadura e no campo-série do motor é 0,5 Ω. Supondo que a queda de tensão na impedância está sempre em fase com a tensão da fonte, e desprezando a saturação, calcule
   a. A velocidade reduzida.
   b. O rendimento na velocidade mais elevada.
   c. O rendimento na velocidade mais baixa.

10-10. Os dados de projeto de um motor universal de dois pólos, 115 V, 1/8 HP dá as resistências efetivas da armadura e do campo-série como 4 Ω e 6 Ω, respectivamente. O torque de saída é 24 onças-pol quando ele está entregando a corrente nominal de 1,5 A (CA) a um fator de potência de 0,88 e à velocidade nominal. Calcule:
   a. O rendimento a plena carga.
   b. A velocidade nominal.
   c. As perdas no cobre a plena carga.
   d. As perdas combinadas de atrito, de ventilação e no ferro.
   e. A velocidade do motor quando a corrente é 0,5 A, desprezando as diferenças de fase e a saturação.

10-11. Um motor de indução trifásico, ligação delta, 220 V, $7^1/_2$ HP solicita uma corrente de 8 A e uma potência total de 546 W da linha quando está funcionando a vazio. Se, quando em funcionamento, um fusível defeituoso fizer com que caia uma linha, calcule
   a. O valor aproximado da corrente de linha.
   b. As perdas totais.
   c. Descreva um teste simples para diferenciar a operação monofásica existente, de um possível aumento da corrente devido à carga mecânica.

10-12. O motor do Problema 10-11 está entregando 5 HP a uma carga, sendo seu rendimento 0,8 e seu fator de potência 0,85; as perdas no cobre do estator, para esta carga, são 4 por cento da entrada total. Se uma das linhas é aberta de repente, calcule
   a. As novas perdas no cobre do estator.
   b. A capacidade aproximada deste motor para a operação monofásica, supondo que as perdas totais no cobre do estator não devem exceder as perdas nominais no circuito trifásico do estator.

RESPOSTAS

10-1(a) inteira (b) fracionária (c) fracionária (d) fracionária 10-2(a) 7,73 A (b) 1.530 W, 0,86 FP em atraso (c) 862 W, 0,766 FP em atraso (d) 0,433 10-3(a) 1.278 W a 0,96 FP em atraso (c) 32,4 μF 10-4(a) 0,4 (b) 0,0444 (c) 1,015 lb-pé (d) 3,44 lb-pé (e) 1,9 lb-pé (f) 3,39:1 1,87:1 10-5(a) 49,7 W (b) 0,665 A (c) 0,0833 lb-pé, 0,0636 lb-pé (d) 14,9 oz-pol (e) 5,73 oz-pol (f) 1,22:1, 0,47:1 10-6(a) 0,622 (b) 0,653 FP (c) 72 oz-pol (d) 318 oz-pol, 135 oz-pol (e) 0,598, 0,478 FP (f) 72,2 oz-pol 10-7(a) 125 μF, 7,2 μF, 550 V (b) 320 μF, 20 μF, 880 V 10-8(a) 2,31 A, 3,2 A, 94,2°, 3,8 A, 0,995 FP, 416 W (b) 1,012 A, 2,31 A, 25,7°, 3,25 A, 0,517 FP, 185 W (c) relação 5:1 10-9(a) 3.090 rpm (b) 55,9 por cento (c) 26,5 por cento 10-10(a) 61,5 por cento (b) 5.252 rpm (c) 22,5 W (d) 36,2 W (e) 17.350 rpm 10-11(a) 13,85 A (b) 1.640 W 10-12(a) 558 W (b) 2,5 HP.

ONZE

máquinas especiais

11-1. GENERALIDADES

Os princípios básicos das máquinas CA e CC, discutidos nos capítulos anteriores, foram utilizados no desenvolvimento de uma série de máquinas e suas combinações. Utilizam-se, geralmente, tais máquinas para a conversão de energia mecânica em elétrica e vice-versa. Este capítulo tratará de outros tipos de máquinas e suas combinações que, embora também realizem conversões de energia similares, são *mais especializadas* por sua natureza ou aplicação. O estudo destas máquinas especiais foi deixado para este ponto porque, para o seu entendimento e apreciação, é necessário um conhecimento prévio das máquinas já discutidas.

Este capítulo será dedicado aos seguintes tipos especiais de máquinas elétricas: geradores de pólo desviador, geradores de três escovas, geradores homopolares, dinamotores*, conversores síncronos, selsins potência e sistemas de laço sincro,

*O termo dinamotor, bem como outros que designarão as máquinas especiais estudadas neste capítulo, se constitui em denominação não consagrada pela Norma Brasileira, por se tratar de máquina de uso não difundido entre nós.

geradores a três fios, conversores de indução, motores e geradores auto-sincronizáveis (ou selsins), servomotores CA e CC, o gerador de Rosenberg, o amplidino e excitadores de campo múltiplo como o Rototrol e o Regulex.

11-2. GERADOR DE PÓLO DESVIADO

Quando se utilizam geradores-derivação CC para o carregamento de baterias, a sua característica de tensão sob carga, levemente descendente com o aumento da carga, resulta num período maior de carregamento. Conforme aumenta a tensão das baterias, a carga do gerador-derivação diminui, reduzindo-se a sua corrente de modo que a sua tensão aumente, para que se mantenha a corrente de carga. A corrente reduzida resulta em menos ampère-horas de carga, requerendo-se pois um maior tempo de carga. É possível usar-se, naturalmente, um gerador composto normal, mas mesmo este gerador terá uma característica ascendente ou descendente (V. Fig. 3-13). É também possível utilizar-se um gerador-derivação com regulador de tensão, numa tentativa de manter-se a tensão constante; mas tais dispositivos variam a resistência do campo por estágios, sendo difícil obter-se uma característica absolutamente plana com carga crescente.

O gerador de *pólo desviado* (*diverter-pole generator*) é uma modificação interessante do gerador-derivação: seu propósito é produzir uma característica de tensão absolutamente plana, desde a vazio até a plena carga. Como se vê na Fig. 11-1, ele consiste de um gerador-derivação com um interpolo bobinado, no qual uma *derivação magnética* está interposta fisicamente entre o interpolo e o pólo principal adjacente de mesma polaridade. Um enrolamento de pólo desviado, semelhante àquele de um gerador composto, é ligado em série com a carga como se vê na Fig. 11-1b.

A vazio, não há corrente no enrolamento do pólo desviado. Uma parte do *fluxo* do campo principal, assim, é I_d, *desviada* através da derivação magnética indo para o pólo desviado, como se vê na Fig. 11-1a. Esta porção do fluxo derivado é desviada do fluxo mútuo do entreferro da armadura. Conforme aumenta a carga num gerador-derivação auto-excitado, cai a tensão nos seus terminais (pelas três razões apontadas na Seç. 3-13), todas as quais causam uma diminuição no fluxo mútuo do entreferro. As espiras são enroladas no enrolamento do pólo desviado de modo a se oporem ao fluxo mútuo criado pelo seu pólo adjacente de idêntica polaridade magnética. Quando a carga solicita uma corrente pequena, o pólo desviado ainda carrega uma porção do seu *fluxo* a vazio. Conforme aumenta a carga, o enrolamento do pólo desviado continua a criar uma fmm crescente em oposição ao fluxo do campo principal, como se vê na Fig. 11-1c. O resultado líquido é que, conforme aumenta a carga, entrará na armadura mais fluxo desviado, como fluxo mútuo do entreferro. Esta ação equilibra exatamente a diminuição do fluxo produzida (1) pela reação da armadura, (2) pelo aumento da queda I_aR_a, e (3) pela diminuição da corrente de campo.

A característica da tensão nos terminais, função da corrente de carga, suave e plana é vista na Fig. 11-1d. Quando a carga é maior que a nominal, a fmm do pólo desviado se torna excessiva e tende a reduzir o fluxo do campo principal,

causando uma queda rápida da tensão. Isto, também, é uma vantagem adicional, pois, em condições de curto-circuito, o gerador é autoprotetor. O fluxo do pólo desviado, ϕ_d, cancela o fluxo do campo, ϕ_f, quase completamente se o gerador é curto-circuitado, reduzindo drasticamente a tensão gerada.

O gerador de pólo desviado encontra sua maior aplicação no carregamento de baterias, onde o regime da corrente é inicialmente elevado e diminui no final do período de carga, sem que seja necessário qualquer tipo de ajuste. É também utilizado em lugar de fontes de potência eletrônicas, nos laboratórios, em que se requer uma tensão CC elevada e absolutamente constante, e uma corrente elevada, para fins experimentais. Nestes casos, máquina primária para acionar o gerador será um motor síncrono.

(a) Caminhos do fluxo a vazio. (b) Circuito do pólo desviado.

(c) Caminhos do fluxo sob carga. (d) Característica de carga.

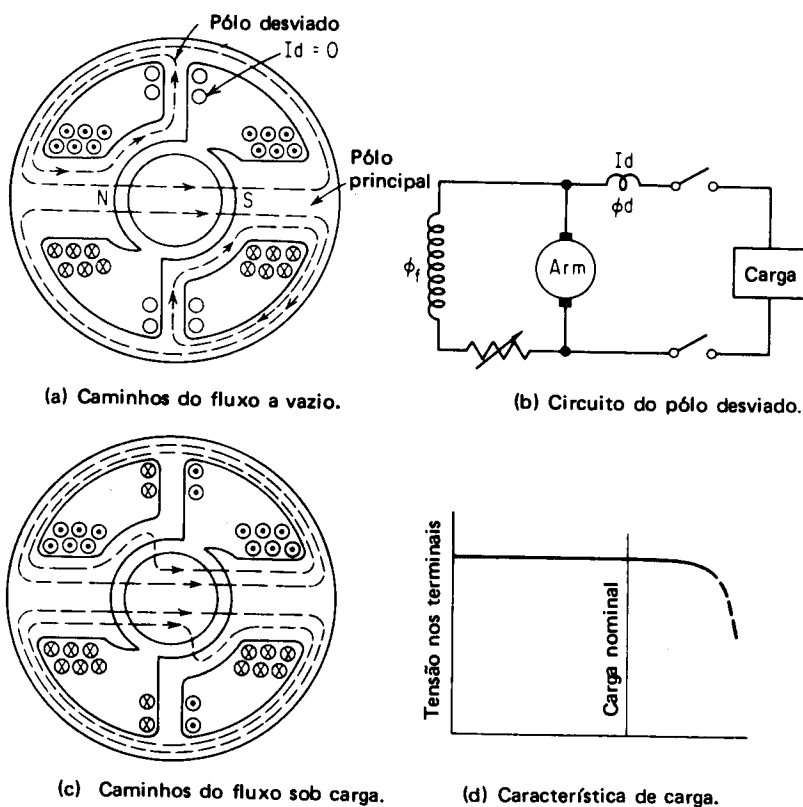



Fig. 11-1 — Operação e característica do gerador de pólo desviado.

11-3. GERADOR DE TRÊS ESCOVAS

Durante muitos anos, utilizou-se o gerador com a terceira escova para a carga de baterias de automóveis. Foi desenvolvido em resposta à demanda de um gerador capaz de produzir a característica apropriada para o carregamento de baterias

numa gama de variação de *velocidade* da máquina primária suficientemente *ampla*. Como se vê na Fig. 11-2a, o gerador de três escovas é essencialmente um gerador-derivação, no qual um campo-derivação de baixa tensão (baixa fmm) é ligado a uma parcela da tensão de saída do gerador (escovas 2 e 3). Movimentando-se a escova 3 no sentido da 1, aumentar-se-á a excitação do campo-derivação e também a tensão de saída.

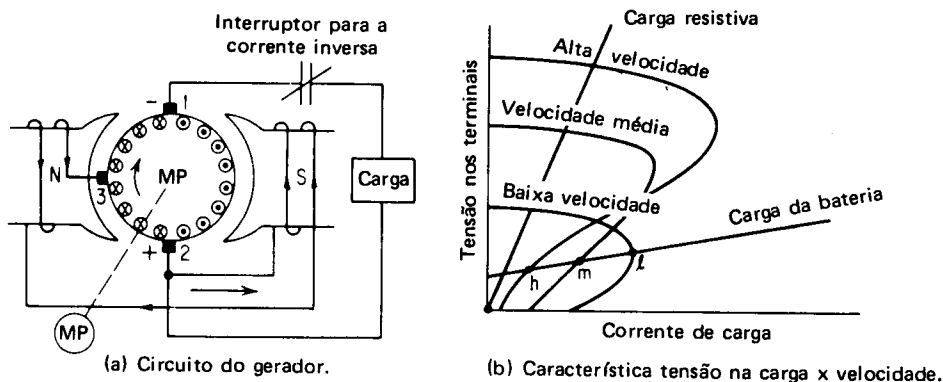



Fig. 11-2 — Gerador de três escovas.

O gerador é projetado intencionalmente de modo a ter um campo-derivação fraco, de baixa fmm, de poucas espiras e resistência elevada sem qualquer tipo de compensação para a reação da armadura. Assim, para qualquer velocidade dada, a aplicação da carga produzirá um desescorvamento rápido (Seç. 3-12), devido à ação desmagnetizante dos condutores da armadura quando estão carregando a corrente de carga. A Fig. 11-2b mostra três características de tensão nos terminais, em função da carga, para velocidades alta, média e baixa.

Para uma carga resistiva normal, a corrente entregue pelo gerador de três escovas produzirá uma corrente mais elevada a uma velocidade maior. Mas uma bateria de acumuladores tem uma resistência interna extremamente baixa (além de uma fem em oposição à fem gerada pelo gerador de três escovas), e a sua característica intercepta as porções de queda de tensão nas curvas características de tensão-velocidade nos pontos *h*, *m* e *l*. Assim, nas velocidades *baixas*, o gerador está carregando as baterias num *regime maior* que nas velocidades *mais elevadas*. Esta é uma característica desejável, uma vez que o tráfego urbano a baixa velocidade (com freqüentes paradas e arranques) requer um carregamento de bateria mais freqüente do que a marcha em estrada durante muitas horas em velocidades elevadas e com poucas paradas. Para aumentar o regime de carga, é necessário apenas ajustar a escova 3 no sentido da rotação, ou seja, de encontro à escova 1.

A utilização de reguladores automáticos de tensão, com interruptores para evitar a motorização do gerador e para ajustar a tensão e a corrente de um gerador-derivação normal, de baixa tensão e alta capacidade, eliminou a necessidade do

uso do gerador de três escovas, de baixa capacidade, em automóveis, bem como em aplicações navais de carregamento de baterias. Nos últimos anos, além disso, o uso de um alternador polifásico com díodos retificadores convenientes (1) eliminou completamente a possibilidade de motorização e (2) permitiu tensões CC de saída em velocidades relativamente baixas da máquina primária.

11-4. MÁQUINA HOMOPOLAR OU ACÍCLICA

O *gerador homopolar*, descoberto por Faraday (V. Seç. 1-11 e figura da respectiva nota de rodapé) é a resposta para a pergunta normalmente levantada pelos estudantes sobre a possibilidade da construção de um gerador ou motor CC, cujos condutores estejam cortando o fluxo no mesmo sentido. Um tal gerador nunca teria as perdas usuais por histerese ou correntes parasitas que ocorrem em todas as máquinas elétricas rotativas, uma vez que é basicamente uma máquina acíclica e não requer comutador. O gerador homopolar acíclico, em sua forma comercial, está mostrado na Fig. 11-3a. A armadura é um cilindro oco de cobre ou latão, suportado por uma aranha soldada ao eixo. As escovas são anéis pesados de cobre, que estão em contato com o cilindro em cada extremidade. Os campos são um par de bobinas, cada uma concêntrica ao seu eixo. A culatra é montada em duas metades, para tornar possível a construção. A polaridade da fem das escovas é determinada (regra da mão direita) pelo sentido de rotação, como se vê na figura. Devido ao fato de que ele tem um *único* condutor, o gerador homopolar produz uma tensão muito baixa (escassamente 3 V a 1.500 rpm), mas sua corrente é uma função do tamanho físico e da densidade de fluxo. Foram desenvolvidas correntes intermitentes que chegam a 10.000 A, bem como correntes permanentes de aproximadamente 6.000 A em geradores construídos pela Westinghouse Electric Company já em 1896. Se se alimentam o campo e as escovas com CC, a máquina funciona como um *motor homopolar*.

(a) Gerador homopolar comercial.

(b) Gerador magneto-hidrodinâmico e bomba eletromagnética.

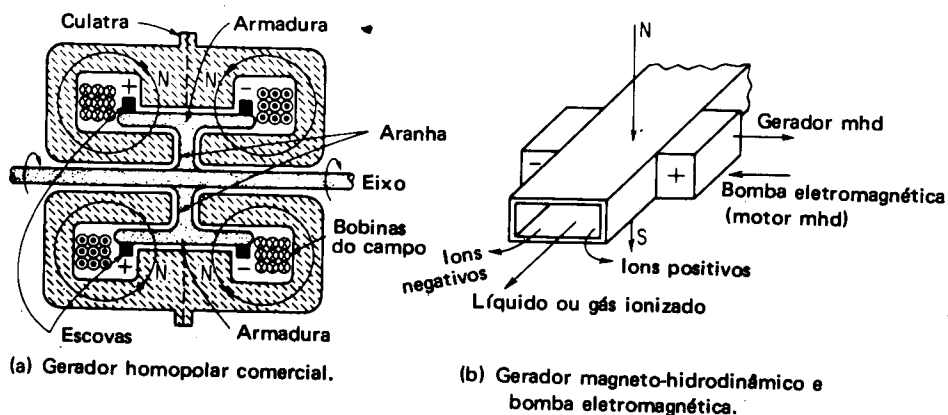



Fig. 11-3 — Máquinas homopolares (acíclicas).

Os geradores homopolares são utilizados em serviços ferroviários, para fornecer correntes e campos magnéticos elevados em carros especiais, que contenham dispositivos para a detecção de defeitos não aparentes e quebras de trilhos. Durante a Segunda Guerra Mundial, foram também utilizados no serviço naval, para a excitação de grandes cabos localizados a bordo a fim de torná-los "desmagnetizantes" e efetivos no desativamento de minas magnéticas submersas.

O princípio do gerador homopolar está correntemente sob pesquisas exaustivas no campo da geração de potência por magneto-hidrodinâmica (MHD).[1] Um líquido ou gás (sódio ou potássio vaporizado) ionizado, eletricamente condutivo, que escapa de um reator de fusão nuclear a elevadas velocidades, movimenta-se através de um campo magnético extremamente forte, como se vê na Fig. 11-3b. Os ions positivos do gás são dirigidos para um eletrodo (regra da mão direita para o sentido do "condutor" gasoso) e os ions negativos (elétrons) para o outro eletrodo. A fonte de energia mecânica é a velocidade do gás em movimento rápido, que escapa do reator. Assim, a densidade de corrente (coulombs/segundo) nos eletrodos é estritamente uma função da quantidade de matéria que passa por segundo, pelos eletrodos, enquanto o potencial é uma função do valor do campo magnético e da velocidade do gás ionizado. Ao converter-se o campo magnético direto em campo CA, é possível gerar-se CA também nos eletrodos.

O gás pode ser acelerado também pelo princípio do motor homopolar, a chamada *bomba eletromagnética*. Esta bomba (um motor MHD) não tem partes móveis e, portanto, não produz dispersão do gás radiativo ou dos líquidos condutores de resfriamento utilizados no reator. Uma tensão aplicada aos eletrodos, como se vê na Fig. 11-3b, produz uma força sobre o gás condutivo que tende a acelerá-lo. A força é proporcional à densidade de fluxo, à corrente nos eletrodos, e à distância média entre eles [Eq. (1-8)]. A pressão no gás, portanto, é limitada principalmente pela densidade de fluxo do campo e pela corrente que pode ser suprida à bomba eletromagnética. De onde virão estas correntes elevadas? Evidentemente, de um gerador homopolar tal qual o visto na Fig. 11-3a. Mais ainda, a produção da bomba pode ser aumentada utilizando-se ambos, a corrente e o fluxo magnético, várias vezes em série através de variados projetos de circulação engenhosa do fluxo.[2]

11-5. DINAMOTORES

É possível "transformar" tensões alternadas de altos para baixos valores, ou vice-versa, através de um transformador (Cap. 13). Mas um transformador funciona apenas em CA e, portanto, não pode ser utilizado em aplicações nas quais se deseja alterar a corrente contínua de uma tensão em outra. A maneira normal de trabalhar seria utilizar um conjunto M-G (motor-gerador), com o motor acionado à tensão CC disponível, e o gerador produzindo a tensão CC desejada. As

[1] PORTER, R. W. Adventures in energy conversion. *Electrical Engineering*, Oct. 1960, p. 801.

[2] Veja VAUTREY, M. L. L'emploi des pompes électromagnétiques. *Bulletin de la Société Française des Electriciens*, junho, 1960, p. 399; e SCHWAB, M. B. *Différents types de pompes électromagnétiques*. Ibid., p. 404.

desvantagens de um conjunto M-G de *duas* unidades são (1) elevado custo inicial, (2) diminuição do rendimento da conversão, devido ao fato de que o rendimento total do conjunto é o *produto* dos rendimentos das duas máquinas.

A conversão de tensões CC é conseguida mais eficientemente a um custo unitário menor por meio de um dinamotor. O dinamotor é constituído de uma estrutura de carcaça única, tendo um só campo e um só núcleo da armadura, com dois enrolamentos separados. Cada enrolamento da armadura é isolado do outro, localizado em ranhuras comuns na armadura e tem o seu próprio comutador, um de cada lado, como se vê na Fig. 11-4a. Uma vez que existe uma velocidade comum e um fluxo comum para ambos os enrolamentos, a fem por condutor e por bobina deve ser a mesma para cada enrolamento [Eq. (1-5)]. A fem total entre escovas, portanto, é uma função do número de condutores em cada caminho da armadura ($V_1/V_2 = Z_1/Z_2$, para um enrolamento imbricado ou ondulado), de acordo com a Eq. (1-6). Desprezando a corrente tomada pelo campo na Fig. 11-4a, então, e supondo um rendimento de 100 por cento, a potência de saída é igual à de entrada, ou

$$V_1 I_1 = V_2 I_2 \quad \text{ou} \quad \frac{V_1}{V_2} = \frac{Z_1}{Z_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_1} \tag{11-1}$$

onde N é o número de espiras ou Z/2 condutores por caminho.

(a) Dinamotor. (b) Conversor síncrono rotativo monofásico.

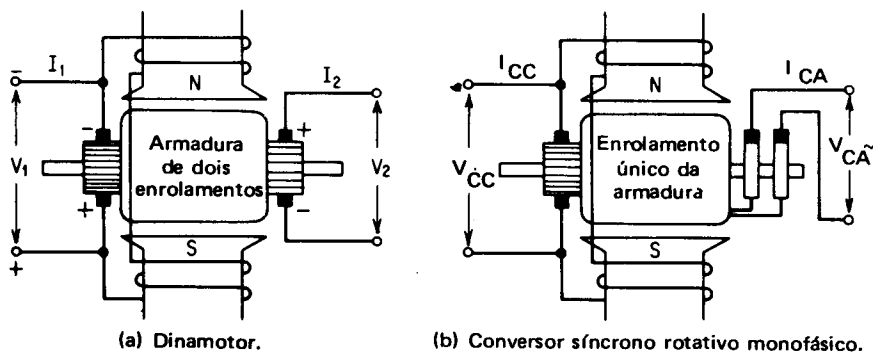



Fig. 11-4 — Dinamotor e conversor síncrono rotativo monofásico.

A semelhança entre a Eq. (11-1) e a básica do transformador Eq. (13-2b) deve ser notada. As vantagens do dinamotor, como se vê acima, são (1) menor custo inicial em comparação ao do conjunto M-G de capacidade equivalente, e (2) maior rendimento operacional, uma vez que as perdas no campo, no núcleo, por atrito e por ventilação são as de uma só máquina (embora as perdas no cobre da armadura correspondam à de duas máquinas). A maior desvantagem do dinamotor, em comparação ao conjunto M-G, é que a tensão de saída é uma função fixa da tensão de entrada, de acordo com a Eq. (11-1). Qualquer tentativa de aumentar a tensão de saída, aumentando-se o fluxo do campo, resulta numa redução de velocidade do dinamotor. Como resultado, os dinamotores nunca são equipados

com reostatos de campo, e o circuito de campo é permanentemente ligado internamente.

Utilizam-se dinamotores em sistemas de aeronáutica, onde o peso é um fator importante, e também em sistemas férreos CC, para fornecer 110 V para o sistema de iluminação a partir da alimentação de 550 V para tração. A comutação em dinamotores é excelente e não se necessita compensação para a reação da armadura, porque o fluxo líquido da armadura (quase zero) é o resultado das correntes de carga nos dois enrolamentos deslocando-se em sentidos opostos.[3] Os ampère-espiras resultantes da armadura, portanto, são apenas os necessários para fornecer um torque suficiente para superar as perdas rotativas e as demais acima enumeradas, resultando um pequeno fluxo da armadura (e uma reação de armadura desprezível).

EXEMPLO[4] 11-1: Um dinamotor de um avião, que funciona a 28 V de CC, serve como fonte de potência para o equipamento de comunicação de 350 V e 500 mA. O enrolamento de alta tensão tem 400 espiras. Calcule:
a. O número de espiras do enrolamento de baixa tensão.
b. A corrente de entrada se o rendimento é 90 por cento.
c. A capacidade do dinamotor.

Solução:

a. $N_b = N_a \left(\frac{V_a}{V_b}\right) = 400 \text{ espiras} \left(\frac{28 \text{ V}}{350 \text{ V}}\right) = 32$ **espiras**

b. $I_b = \left(\frac{I_a}{\text{rend.}}\right)\left(\frac{N_a}{N_b}\right) = \left(\frac{0{,}5 \text{ A}}{0{,}9}\right)\left(\frac{400}{32}\right) = \mathbf{6{,}994 \text{ A}}$

c. Capacidade de saída = 0,5 A (350 V) = **175 W**

11-6. CONVERSOR ROTATIVO MONOFÁSICO

Falando tecnicamente, um dinamotor é um conversor rotativo CC-CC, uma vez que é uma máquina girante, que converte energia CC, a uma dada tensão de entrada em energia CC a uma desejada tensão de saída. O título "conversor rotativo" e o termo "conversão síncrona" são normalmente reservados para as conversões CC em CA, e vice-versa. Assim, se qualquer conversão (freqüência, fase ou CC/CA) é realizada por uma máquina rotativa, essa máquina é chamada de conversor rotativo. Um conversor rotativo (síncrono) monofásico está representado na Fig. 11-4b, devendo-se notar a semelhança guardada com o dinamotor do parágrafo anterior. A máquina vista pode ser considerada como a combinação seja de um motor CC e um alternador síncrono monofásico, seja de um motor síncrono em combinação com um gerador CC.

---

[3]Desde que o fluxo e o sentido de rotação são os mesmos, para um dado sentido da corrente do motor (regra da mão esquerda), haverá uma corrente geradora no sentido oposto (regra da mão direita). Também, pela Eq. (11-1), ignorando as perdas, $I_1 N_1 = I_2 N_2$, e $I_1 N_1 - I_2 N_2 = 0$.

[4]Estes exemplos são unicamente teóricos, uma vez que na prática utilizam-se apenas conversores polifásicos (V. Seç. 11-7).

Quando se fornece CA aos anéis coletores e se tem CC gerada nas escovas, a máquina é chamada de conversor *direto*.

Quando se fornece CC às escovas e se tem CA gerada nos anéis coletores, a máquina é chamada de conversor *inverso*.

A diferença *essencial* entre um conversor síncrono rotativo monofásico e o dinamotor visto na Fig. 11-4 é que aquele tem apenas *um enrolamento* trazido a anéis coletores num lado e a um comutador no outro. Desde que se produz CA nos condutores *de qualquer* máquina (com exceção da máquina homopolar), necessita-se de apenas um enrolamento se a máquina for funcionar como conversor CC-CA (ou vice-versa). Assim, como um conversor CA/CC, alimentam-se os condutores de armadura do rotor com CA, através de seus anéis coletores, e a máquina funciona (se posta a funcionar de algum modo) como um motor síncrono. O comutador converte a tensão CA gerada em CC. Semelhantemente, como conversor CC/CA, a corrente contínua no circuito externo do motor CC será convertida em CA no enrolamento da armadura para produzir rotação, e a corrente alternada gerada é coletada nos anéis como uma tensão de saída CA.

O conversor síncrono CA *monofásico* nunca é usado na prática, devido a: (1) não ter torque de partida; (2) sua tendência à oscilação; (3) aquecer-se excessivamente; (4) ser de baixo rendimento em comparação com os conversores síncronos polifásicos; e (5) ser fisicamente maior que os equivalentes conversores polifásicos, se utilizado para a mesma potência de saída em kVA ou kW. Mas o princípio dos conversores síncronos rotativos polifásicos se torna mais fácil de entender após a análise da máquina CC monofásica. A Fig. 11-5a mostra o enrolamento de armadura bipolar do conversor visto na Fig. 11-4b, com 12 bobinas e os respectivos 12 segmentos do comutador. Imaginemos que a máquina está funcionando como um motor CC à velocidade síncrona (3.600 rpm em 60 Hz) no sentido horário.

Visto como um motor CC, a tensão aplicada e a fem CC induzida, que a ela se opõe, são constantes enquanto forem constantes a velocidade e a tensão CC da fonte. Assim, em cada uma das figuras de 11-5a até d, a fem CC induzida é a mesma, pois os novos condutores substituem dinamicamente os antigos, continuando a induzir uma fem com a rotação, de acordo com a Eq. (1-6). O mesmo enrolamento CC, entretanto, é o coletado nas teclas de 1 a 7 e trazido aos anéis coletores, como mostra a Fig. 11-5. A tensão CA monofásica induzida é coletada através das escovas ligadas a estes anéis coletores.

Vista como um alternador monofásico, a tensão monofásica CA induzida *não* é constante. Na Fig. 11-5a, com as derivações alinhadas com o eixo polar, a tensão CA é coletada como sendo a soma das tensões entre os pólos N e S, isto é, idêntica à tensão CC a qualquer instante. Na Fig. 11-5d, entretanto, com as derivações perpendiculares ao eixo polar, a tensão CA é coletada de derivações que estão nos mesmos pontos de potencial, e a tensão CA é zero. Assim, o valor da tensão instantânea CA não é constante, variando sinusoidalmente com a rotação, como se poderia esperar. A Fig. 11-5e resume a variação de tensão CA instantânea nos anéis coletores com relação à tensão CC média entre as escovas para 90 graus de rotação.

Ao se predizer a tensão CA de saída, bem como a corrente, para dadas tensão e corrente contínua de entrada, deve-se lembrar [Eqs. (1-5) e (1-6)] que as tensões CC aplicada e induzida são valores médios. Supondo que não há *ripple* na forma de onda CC (para uma máquina de condutores múltiplos), o valor médio

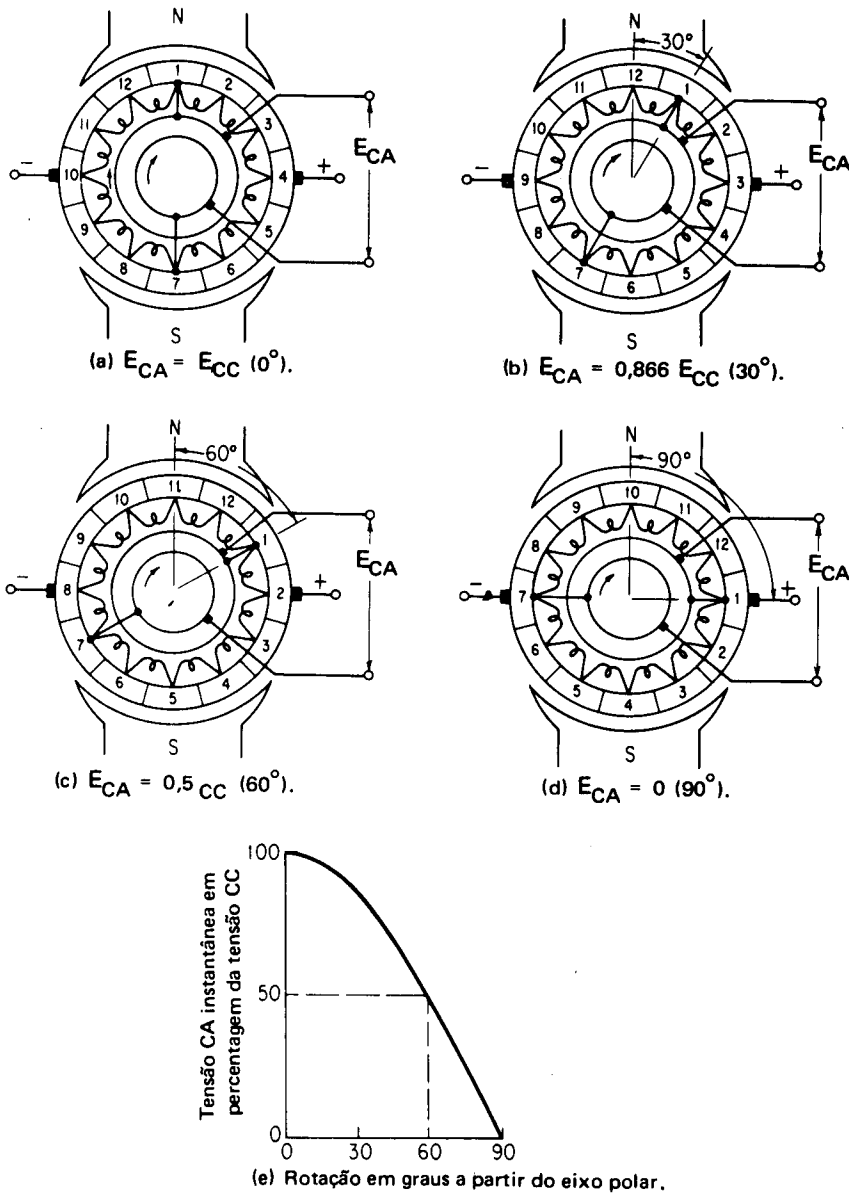



Fig. 11-5 — Variação na tensão CA instantânea com relação à tensão CC em um conversor síncrono rotativo monofásico.

de tensão CC é igual ao seu valor máximo. Assim, o valor efetivo da tensão CA monofásica de saída é

$$E_{CA} = \frac{E_{CA(max)}}{\sqrt{2}} = 0{,}707\ E_{CA(max)} = 0{,}707\ E_{CC(med)}$$

ou

$$E_{CA} = 0{,}707\ E_{CC} \qquad (11\text{-}2)$$

Se se imagina um rendimento de 100 por cento na conversão, como no caso do dinamotor, temos

$$E_{CA}I_{CA} = E_{CC}I_{CC} = \frac{E_{CA}}{0{,}707} \times I_{CC}$$

e, dividindo ambos os lados por E_{CA}, chegamos a

$$I_{CA} = \frac{I_{CC}}{0{,}707} = 1{,}414 I_{CC} \qquad (11\text{-}3)$$

EXEMPLO[5] *11-2:* Um conversor síncrono monofásico de 5 kW funciona como um conversor invertido, isto é, fornece CA a partir de uma fonte CC de 220 V. Imaginando um rendimento de 90% na conversão, calcule
a. A tensão CA e a corrente CA.
b. A corrente CC solicitada pelo conversor invertido.

Solução:

a. $E_{CA} = 0{,}707\ E_{CC}$ [Eq. (11-2)]

$$= 0{,}707 \times 220\ \text{V} = 155{,}5\ \text{V}$$

$$I_{CA} = \frac{\text{kW} \times 1.000}{E_{CA}} = \frac{3 \times 1.000\ \text{W}}{155{,}5\ \text{V}} = 19{,}28\ \text{A}$$

b. $$I_{CC} = \frac{I_{CA}}{1{,}414 \times \text{rend.}} = \frac{19{,}28\ \text{A}}{1{,}414 \times 0{,}9} = 15{,}15\ \text{A}$$

EXEMPLO[5] *11-3:* Um conversor síncrono monofásico, de 5 kW, operando à velocidade síncrona, solicita corrente de plena carga de sua fonte de 220 V nominais, a um fator de potência de 0,85. Se o rendimento operacional é 90%, calcule:
a. A corrente e a tensão CC de saída.
b. A corrente CA fornecida ao conversor rotativo síncrono.

Solução:

a. $$E_{CC} = \frac{E_{CA}}{0{,}707} = \frac{220\ \text{V}}{0{,}707} = 315\ \text{V}$$

$$I_{CA} = \frac{\text{kW} \times 1.000}{E_{CA}} = \frac{5 \times 1.000\ \text{W}}{315\ \text{V}} = 15{,}88\ \text{A}$$

b. $$I_{CA} = \frac{\text{kW} \times 1.000}{E_{CA} \times \text{PF} \times \text{rend.}} = \frac{5.000}{220 \times 0{,}85 \times 0{,}9} = 29{,}7\ \text{A}$$

[5]Estes exemplos são unicamente teóricos, uma vez que na prática se utilizam apenas conversores polifásicos (V. Seç. 11-7).

11-7. CONVERSOR ROTATIVO POLIFÁSICO

No conversor monofásico previamente considerado, o enrolamento da armadura de uma máquina de dois pólos tinha derivações situadas em dois pontos, deslocados de 180 graus elétricos um em relação ao outro. Se se utilizassem quatro pólos, seriam necessárias quatro derivações, cada uma deslocada de 180 graus elétricos.

Semelhantemente, como se vê na Fig. 11-6 um conversor trifásico de dois pólos necessitaria três derivações, cada uma defasada de 120 graus elétricos. Se se utilizasse uma máquina de quatro pólos, teriam sido necessárias seis derivações

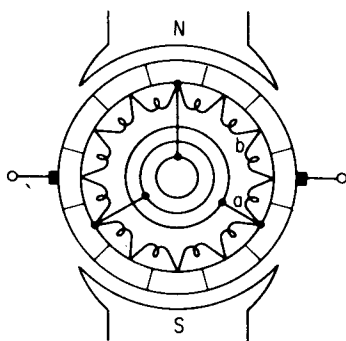



Fig. 11-6 — Conversor síncrono rotativo trifásico, com derivações e anéis coletores.

(três para cada par de pólos), cada uma deslocada de 120 graus elétricos das adjacentes. Um conversor de três fases requer três anéis; se for de seis fases requererá seis anéis; doze anéis para doze fases, etc. O número de derivações, D, para qualquer armadura polifásica é

$$D = nP' \tag{11-4}$$

onde n é o número de anéis e P' é o número de pares de pólos do conversor.

Semelhantemente, o número de graus elétricos entre duas derivações é

$$\delta = \frac{2\pi}{n} \text{ radianos elétricos}$$

$$= \frac{360}{n} \text{ graus elétricos} \tag{11-5}$$

onde n representa o número de anéis, como na Eq. (11-4).

A tensão induzida pode ser prevista para qualquer armadura CC de qualquer número dado de condutores, caminhos, pólos, fluxo e velocidade [Eq. (1-6)]. A

tensão CA efetiva, por fase, obviamente, decresce com o aumento do número de fases, anéis coletores e derivações, uma vez que a mesma armadura CC deve suprir a tensão CA [Eq. (11-2)]. Pode-se mostrar, então, que para qualquer conversor síncrono polifásico existe uma relação fixa entre a tensão CA e a tensão CC (para valores médios e máximos); ou seja

$$E_{CA} = \frac{E_{CC}}{2} \operatorname{sen} \frac{\pi}{n} \tag{11-6}$$

e, semelhantemente, entre as próprias correntes

$$I_{CA} = \frac{2\sqrt{2}}{n} I_{CC} \tag{11-7}$$

onde todos os termos já foram definidos previamente.

A validade das Eqs. (11-6) e (11-7) pode ser testada para o conversor monofásico com dois anéis coletores $n = 2$ nas Eqs. (11-2) e (11-3).

A Tabela 11-1 abaixo utiliza as Eqs. 11-4 a 11-7 para resumir as relações para conversores monofásicos, trifásicos, hexafásicos e dodecafásicos.

TABELA 11-1

RELAÇÕES PARA CONVERSORES SÍNCRONOS POLIFÁSICOS

QUANTIDADE	EQUAÇÃO	MONOFÁSICO 2 anéis	TRIFÁSICO 3 anéis	HEXAFÁSICO 6 anéis	DODECAFÁSICO 12 anéis
E_{CA} entre anéis	11-6	0,707 E_{CC}	0,612 E_{CC}	0,354 E_{CC}	0,182 E_{CC}
I_{CA}* nos anéis	11-7	1,414 I_{CC}	0,943 I_{CC}	0,472 I_{CC}	0,236 I_{CC}
graus elétricos entre derivações	11-5	180	120	60	30
D derivações por par de pólos	11-4	2	3	6	12

* Para fator de potência unitário e rendimento de 100 por cento.

EXEMPLO 11-4: Um conversor síncrono CC dodecafásico de 500 kW, 600 V, funciona como um conversor direto, a um rendimento a plena carga de 92 por cento e um fator de potência de 0,93. Calcule:

a. A tensão CA entre os anéis coletores.
b. A corrente CC de saída.
c. A corrente CA solicitada da fonte, alimentada por um transformador dodecafásico.

Solução:

a. $E_{CA} = 0{,}182\ E_{CC}$
$E_{CA} = 0{,}182 \times 600\ \text{V} = 109\ \text{V}$ **entre anéis coletores**

b. $$I_{CC} = \frac{\text{kW} \times 1.000}{E_{CC}} = \frac{500 \times 1.000\ \text{W}}{600\ \text{V}} = 833{,}3\ \text{A}$$

c. $$I_{CA} = \frac{0{,}236\ I_{CC}}{\text{PF} \times \text{rend.}} = \frac{0{,}236 \times 833{,}3}{0{,}93 \times 0{,}92} = 229{,}5\ \text{A}$$

Como nos casos do dinamotor e do conversor síncrono monofásico, o conversor polifásico é uma máquina na qual a fmm resultante na armadura e o seu respectivo fluxo são extremamente pequenos, porque a corrente contínua circula em sentido oposto à alternada. A natureza das formas de onda da corrente nas várias bobinas difere porque o valor da tensão CC é constante, enquanto o valor da CA depende da diferença de fase entre as bobinas bem como do fator de potência do conversor.

Por exemplo, numa bobina situada a meio caminho entre as derivações (ponto *b* na Fig. 11-6), imaginando que o fator de potência é unitário, as componentes CA e CC da corrente estão defasadas exatamente 180°, como se vê na Fig. 11-7a. Mas, numa bobina *ligada* à derivação, as componentes CC e CA podem estar

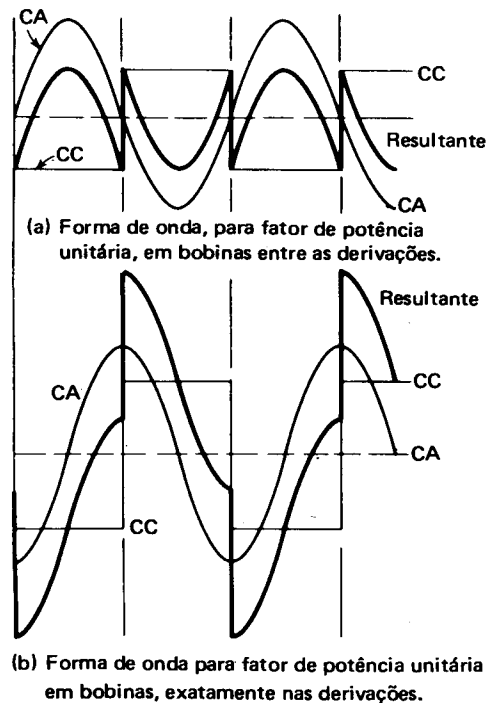



Fig. 11-7 — Comparação das formas de onda da corrente resultantes entre e nas derivacões de um conversor síncrono.

defasadas apenas de 90 graus elétricos uma em relação a outra, como se vê nas Figs. 11-5 e 11-6. Portanto, como mostrado nas Figs. 11-5b e 11-7b, a componente CA é zero instantaneamente, enquanto que a componente CC tem seu valor máximo ou médio, e as formas de onda estão defasadas de 90 graus elétricos. Assim, as bobinas situadas exatamente nas derivações têm uma forma de onda de corrente resultante, para fator de potência unitário, semelhante àquela vista na Fig. 11-7b, enquanto que as bobinas situadas a meio caminho, entre duas derivações, têm uma forma de onda de corrente semelhante à vista na Fig. 11-7a. O feito de aquecimento produzido pelo valor efetivo da corrente resultante é maior, pois, em bobinas localizadas próximas às derivações do que naquelas situadas a meio caminho entre derivações. Existe, pois, um gradiente de temperatura entre aquelas bobinas mais quentes, situadas nas derivações e aquelas situadas a meio caminho entre derivações.

Entretanto, mostrou-se na Tabela 11-1 que, ao se aumentar o número de fases e o númoro de pólos, aumentar-se-á o número total de derivações num conversor síncrono. O aumento do número de derivações reduz o gradiente de temperatura e, por sua vez, aumenta a capacidade do conversor síncrono, uma vez que a capacidade obviamente depende da máxima capacidade permissível de condução de corrente das bobinas mais quentes. Assim, como se vê na Tabela 11-2, um conversor trifásico, de três anéis, tem uma capacidade menor que um de seis ou doze fases. A Tabela 11-2 baseia-se numa conversão com rendimento de 100 por cento entre a entrada CA e a saída CC, e corresponde a máquinas com o mesmo número de pólos.

TABELA 11-2

EFEITO DO FATOR DE POTÊNCIA E DO NÚMERO DE FASES NO AQUECIMENTO E NA SAÍDA RELATIVOS DE UM CONVERSOR SÍNCRONO, COMPARADO À SUA OPERAÇÃO COMO GERADOR CC[6]

Fator de potência	3 Fases – 3 Anéis		6 Fases – 6 Anéis		12 Fases – 12 Anéis		Gerador CC
	Aquecimento relativos	Saída	Aquecimento relativos	Saída	Aquecimento relativos	Saída	
1,0	0,565	1,33	0.268	1.93	0,209	2,19	1,0
0,95	0,693	1,20	0,364	1,66	0,299	1,83	1,0
0,90	0,843	1.09	0,476	1,45	0,404	1,57	1,0
0,85	1,02	0,99	0,609	1,28	0,528	1,38	1,0
0,80	1,23	0,90	0,768	1,14	0,676	1,22	1,0

A Tabela 11-2 confirma as conclusões seguintes, que já tinham sido indicadas previamente:

[6]Segundo SISKIND, C. S. *Electrical machines, direct and alternating*. 2. ed. New York, McGraw-Hill, 1959.

1. Conforme aumenta o número de fases e anéis, aumenta a saída relativa do conversor síncrono, devido à diminuição do aquecimento relativo.
2. Conforme aumenta o número de pólos, a saída relativa também aumenta (isto não está visto na Tabela 11-2, mas pode ser inferido do exposto acima), uma vez que o aquecimento relativo diminui.
3. Conforme diminui o fator de potência, diminui também a saída relativa, devido ao aumento do efeito de aquecimento.
4. A saída relativa de qualquer conversor polifásico é genericamente maior que a da mesma máquina funcionando como um gerador CC, devido ao fato de que o aumento de temperatura e o efeito do aquecimento naquela são menores que nesta. (Entretanto, isto não é verdade para conversores trifásicos funcionando a fatores de potência abaixo de 0,85.)

Pelas razões citadas acima, os conversores síncronos de grande porte são projetados para alimentações CA hexa ou dodecafásicas com muitos pólos no estator. A interconversão entre a fonte trifásica, normalmente disponível, e os sistemas de maior número de fases, necessários para a alimentação do conversor, é solucionada através dos transformadores de múltiplas bobinas[7], como se vê na Fig. 11-8, ligados de modo a fornecer a transformação necessária no valor requerido de tensão de entrada. Balanceando o custo maior do transformador contra o rendimento maior que se obtém nos conversores de 12 ou 24 fases em relação ao hexafásico, este último normalmente é o utilizado. A ligação *estrela* tri para hexafásica é o método mais comum (V. Seç. 13-20) de obter-se numa alimentação hexafásica CA para o conversor.

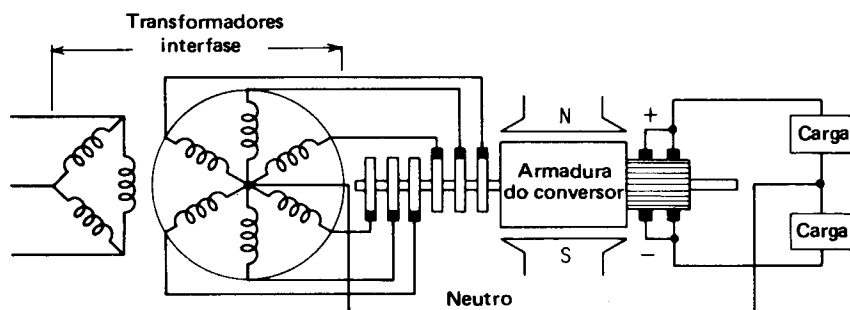



Fig. 11-8 — Conversor trifásico para hexafásico, vendo-se a transformação e a produção de uma saída CC a três fios.

A queda de tensão no conversor e no sistema, com a aplicação de maior carga, requer um método de controlar a tensão no conversor direto (CA para CC). Um dos métodos utilizados consiste no emprego de reguladores de indução ou transformadores do número de espiras no primário dos transformadores de interfase. Outro método é o emprego de um *booster* (um alternador CA polifásico) no mesmo eixo do conversor, especificado para compensar variações de mais ou menos 15% na tensão de linha.

[7]V. Seç. 13-20.

Os conversores síncronos arrancam através de seus enrolamentos amortecedores (como motores de indução) e devem entrar em sincronismo de modo semelhante ao utilizado quando da partida de motores síncronos. Podem também partir como motores CC, quando se dispõe de corrente contínua, e serem sincronizados em relação ao barramento CA, embora tal método seja raramente utilizado.

O conversor síncrono é particularmente sensível a variações grandes e bruscas da carga e ao balanço de caça ao sincronismo, que pode produzir efeito de arco entre os sistemas de escovas. Por isto, equipam-se os conversores de grande porte com isoladores, para extinguir qualquer faiscamento que se possa iniciar entre teclas do comutador. Os enrolamentos amortecedores são essenciais para a construção do campo do estator.

Os conversores síncronos *diretos* fornecem usualmente de 250 V até cerca de 750 V em CC (alimentados a 60 Hz), e 1.500 V em CC (alimentados a 25 Hz). A tensão CC de saída é limitada pela máxima tensão permissível entre segmentos do comutador (cerca de 15 V por segmento). Quando se exigem tensões mais elevadas, ligam-se em série as saídas CC.

Os conversores síncronos são disponíveis desde pequenas unidades, 100 kW, até 4.000 kW. Os retificadores a arco de mercúrio, com tanques de aço grandes, devido ao seu maior rendimento em maiores tensões, na maioria dos casos, deslocaram os conversores síncronos de suas aplicações como fontes de corrente contínua. De modo semelhante, os desenvolvimentos contemporâneos no uso de retificadores de selênio e silício começam agora a substituir os retificadores do tipo tanque e gasosos do tipo tiratron ou ignitron, particularmente nas menores capacidades (Seç. 13-21).

É mesmo possível acionar um conversor síncrono rotativo através de uma máquina primária e desenvolver potência CC num lado do comutador, e potência CA nos anéis coletores do outro lado. Sob tais condições, a soma das correntes contínua e alternada perfará a capacidade total da máquina; as correntes serão aditivas, uma vez que a ação geradora tem lugar em ambos os enrolamentos. Uma tal máquina é conhecida como "gerador de dupla corrente". Nunca é utilizada comercialmente (uma vez que, normalmente, se dispõe de uma das correntes); apenas a mencionamos devido à sua semelhança ao gerador Dobrowolsky (Seç. 11-8.4).

Um conversor síncrono pode ser utilizado para alimentar um sistema CC a três condutores. Numa tal aplicação, o fio neutro é trazido de volta ao neutro secundário do transformador de interfase, fornecendo uma tensão de entrada CA, como se vê na Fig. 11-8. Como resultado, a corrente desequilibrada, que circula no neutro do sistema CC, volta à armadura do conversor através do transformador e de seus anéis coletores. Esta é precisamente a disposição utilizada no gerador Dobrowolsky (Fig. 11-9d) para se obter o sistema a três condutores.

11-8. GERADORES PARA SISTEMAS A TRÊS CONDUTORES

Um sistema de distribuição a três condutores (quer em CA monofásico, quer em CC) permite dispor-se de duas tensões diferentes. Proporciona ainda a vanta-

gem do uso de uma tensão mais elevada (a uma corrente menor) para as aplicações de maior tensão (fogões e aquecedores, por exemplo), e de menor tensão para as cargas menores, como a de iluminação e outras. A grande vantagem do sistema a três condutores para a empresa que o fornece é que, apesar do condutor de linha adicional, resulta uma economia de cobre para a mesma potência transmitida.[8] Além disto, ele encoraja a utilização de energia elétrica e de novas aplicações ao fornecer tensões de maior versatilidade.

O sistema CA a três condutores é alimentado através do secundário de derivação central, de uma fase de um transformador polifásico. O sistema CC a três condutores é normalmente fornecido através de um simples gerador, em combinação com dispositivos auxiliares ou da combinação de geradores. Os métodos seguintes são empregados para suprir um sistema CC a três condutores: (1) o método dos dois geradores, (2) o conjunto compensador; (3) o método do gerador único de resistor com derivação; (4) o gerador de Dobrowolsky: e (5) o conversor síncrono. Os quatro primeiros métodos são abaixo descritos e ilustrados. O método do conversor síncrono foi abordado na Seç. 11-7.

11-8.1 O MÉTODO DOS DOIS GERADORES

Dois geradores-derivação CC ou compostos de igual tensão podem ser ligados em cascata (para compensar a queda da linha), para suprir um sistema de distribuição a três condutores, como se vê na Fig. 11-9a, sendo acionados por máquinas primárias independentes ou pela mesma máquina primária.

11-8.2 O CONJUNTO COMPENSADOR

O método dos dois geradores é indesejável quando há um desbalanceamento de carga pesada nas correntes de carga. O gerador com carga maior tem grande queda interna de tensão na armadura, ocasionando uma queda drástica na tensão do lado mais carregado. Esta desvantagem é superada no conjunto compensador, que se vê na Fig. 11-9b. Esta combinação emprega um gerador principal (230 V), para alimentar a porção equilibrada da carga, e duas máquinas menores (115 V) para alimentação às porções desequilibradas. Quando a carga é equilibrada, as duas máquinas estão "flutuando" nas linhas como motores a vazio. Quando ocorre um desequilíbrio, o lado que alimenta a maior carga sofre uma queda na tensão terminal e a máquina daquele lado passa a operar como gerador ($E_g > V_t$). Ao mesmo tempo, devido ao aumento de tensão, a outra máquina (acoplada ao mesmo eixo) age como um motor carregado e tende a reduzir o aumento de tensão acionando o seu gerador acompanhante no mesmo sentido, suprindo assim a energia requerida pelo menor gerador carregado. Como mostra a Fig. 11-9b, uma

[8]Pode-se ver que a duplicação da tensão de transmissão de um sistema a dois fios resultará numa economia de cobre de 75 por cento. Adicionando-se o terceiro fio, o neutro, para fornecer a tensão original, bem como uma tensão dupla, o resultado será uma economia de cobre de 62 por cento, em comparação com o sistema original de baixa tensão, a dois fios.

(a) Método dos dois geradores.

(b) Método do conjunto compensador.

(c) Método do gerador único com resistor com derivação.

(d) Método do gerador Dobrowolsky.

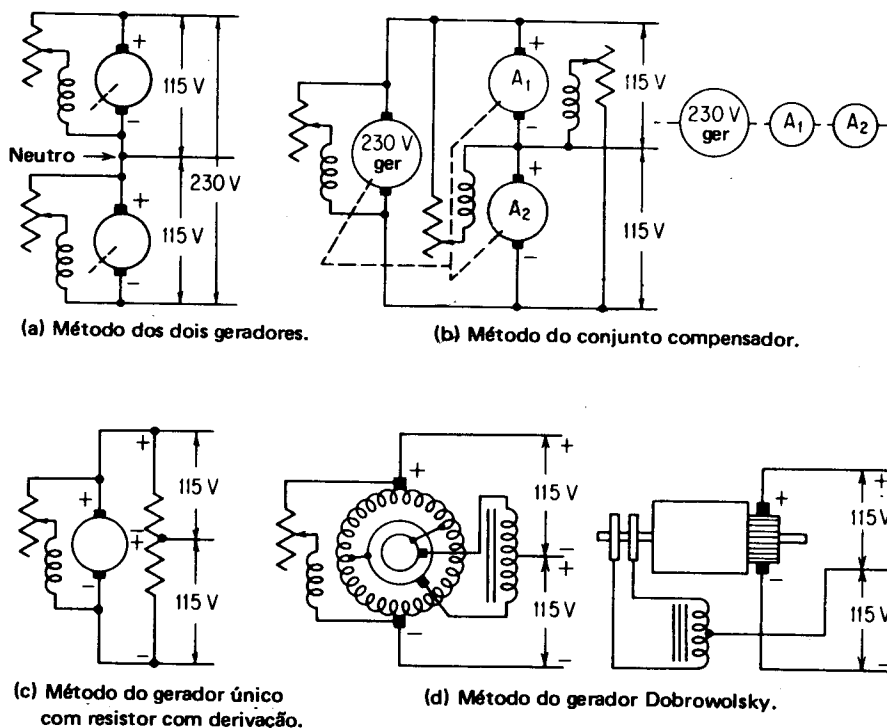



Fig. 11-9 — Métodos de geração de um sistema CC a três condutores.

resposta mais rápida e melhor é também obtida pela inversão das ligações da linha do campo-derivação das duas máquinas. Supondo que A_1 está mais carregada e que sua tensão cai abaixo dos 115 V, o seu campo estará agora recebendo uma tensão que é maior que os 115 V, ajudando-o a desenvolver, como gerador, uma tensão maior. Ao mesmo tempo, o motor A_2 está recebendo corrente de sua fonte de tensão aumentada. A_2 tende a acelerar, como resultado da diminuição de tensão em A_1, que está também aplicada ao campo de A_2. Esta ação tende a manter uma regulação do sistema razoavelmente boa, seja qual for o desequilíbrio que ocorra. Na prática comercial, a regulação também melhora pelo acréscimo de um campo-série às máquinas A_1 e A_2.

11-8.3 O MÉTODO DO GERADOR ÚNICO COM RESISTOR DE DERIVAÇÃO

O gerador único de 230 V, que fornece a corrente equilibrada para o conjunto compensador, pode ser também utilizado com um resistor de alta potência e derivação centrada, como se vê na Fig. 11-9c. Este método é altamente indesejável, em comparação com o conjunto equilibrador, uma vez que a ele não corresponde um método automático que tenda a se opor ao desequilíbrio de tensão, como ocorria no conjunto compensador ou equilibrador. Como resultado, de modo seme-

lhante ao método dos dois geradores, uma carga pesada num lado leva a um aumento cumulativo da queda de tensão no resistor de derivação, bem como a um aumento da queda nas linhas, ambos os fatores produzindo uma diminuição na tensão dos terminais do lado carregado. Mais ainda, a perda de potência nos resistores resulta numa considerável redução do rendimento da operação. Este método é visto aqui porque ele sugere o gerador a três fios de Dobrowolsky, uma vez que o gerador da Fig. 11-9c, tal como todos os geradores, está internamente produzindo CA. Se se ligasse a este gerador internamente uma indutância com derivação central, teríamos então um neutro.

11-8.4 O GERADOR DE DOBROWOLSKY

Como se vê na Figura 11-9d, o gerador de Dobrowolsky é, de fato, fundamentalmente um conversor síncrono monofásico (Fig. 11-4b), acionado como um gerador de dupla corrente. A (única) carga CA é a bobina de reatância com derivação central, quer embutida como parte do enrolamento da armadura, quer externamente montada através de anéis coletores, como se vê na Fig. 11-9d. A primeira hipótese requer apenas um anel coletor, mas a bobina em si torna a armadura mais pesada. A vantagem da bobina de reatância com derivação (quer interna, quer externa) é que ela tem uma impedância elevada para a CA, mas uma baixa resistência a CC. Assim, a corrente contínua desequilibrada produz uma pequena queda de tensão CC na bobina. Esta queda CC é pequena em comparação com a queda da CA na impedância da bobina através dos anéis, e a tensão do neutro se mantém razoavelmente constante sob condições de desequilíbrio.

Uma vez que circula mais corrente contínua numa parte da bobina do que na outra, é necessário que o reator seja especificado em termos da porcentagem de desequilíbrio que ele pode suportar, sem que haja um aquecimento excessivo. Utilizam-se usualmente bobinas externas até um desequilíbrio máximo de 10 por cento, sendo fornecidas bobinas especiais no caso de se desejar atender maiores desequilíbrios. Por isto, não é aconselhável abrir uma das linhas que supre um gerador a três condutores, uma vez que o grande desequilíbrio pode queimar a bobina de reatância. Esta é outra vantagem das bobinas *externas,* uma vez que podemos substituí-las sem desmontarmos a máquina, facilitando, assim, a manutenção.

11-9. EFEITO DA RESISTÊNCIA DA LINHA E DE CARGAS DESEQUILIBRADAS EM SISTEMAS A TRÊS CONDUTORES

Se as cargas ligadas entre os terminais de linha e o neutro de um sistema CA ou CC a três condutores são desiguais, circularão correntes desiguais nas linhas e a diferença entre as correntes circulará no neutro. Um tal sistema de distribuição é chamado de desequilibrado, e as correntes desiguais produzirão quedas desiguais na tensão das linhas. A solução dos problemas relativos a estes sistemas de distribuição envolve a aplicação das leis de Kirchhoff das tensões e das correntes. A seguir, daremos três exemplos. Dois ilustrarão o efeito de cargas equilibradas

contra cargas desequilibradas. O terceiro ilustrará um método alternativo de solucionar os dois exemplos anteriores.

EXEMPLO 11-5: Um sistema CC a três condutores, 115/230 V, é utilizado para alimentar duas cargas concentradas de iluminação, L_1 e L_2, a uma distância de 2.000 pés do gerador, e uma carga concentrada de potência, L_3, distante 200 pés de fonte geradora. A carga de potência, L_3, é 100 A e cada uma das de iluminação 200 A. Os alimentadores de linha são de 500 MCM e o neutro 250 MCM. A resistividade do cobre é considerada, para o presente exemplo, como 11 Ω-CM/pé. Calcule:
a. a tensão aplicada às cargas L_1, L_2 e L_3, respectivamente
b. a tensão V_{1-2}

Solução:

[V. Fig. 11-10(a)]

a. $\text{Resistência} = \dfrac{\text{resistividade} \times \text{comprimento}}{\text{área}} = \dfrac{\rho l}{A}$

$$r_{1,2} = \frac{11\ \Omega}{500.000/1} \times 2.000 \text{ pés} = 0{,}044\ \Omega$$

$$r_3 = \left(\frac{200}{2.000}\right) 0{,}044 = 0{,}0044\ \Omega$$

$$r_N = \frac{11\ \Omega}{250.000/1} \times 2.000 \text{ pés} = 0{,}088\ \Omega$$

$$I_1 = I_{L1} + I_{L3} = 200 + 100 = 300 \text{ A};$$

$$I_2 = I_{L2} + I_{L3} = 200 + 100 = 300 \text{ A}$$

$$I_N = I_{L1} - I_{L2} = 200 - 200 = 0$$

Utilizando a lei das tensões de Kirchhoff, na qual (1) a soma algébrica de todas as tensões em qualquer rede em malha fechada é zero, e (2) uma queda de tensão corresponde ao sentido da circulação da corrente no condutor e um acréscimo de tensão corresponde ao sentido oposto, teremos:
Resolvendo para E_{L1}:

$$-I_1 r_1 - E_{L1} \pm I_N r_N + E_1 = 0$$
$$-(300 \times 0{,}044) - E_{L2} + 0 + 115 = 0$$
$$E_{L1} = 101{,}8 \text{ V}$$

Resolvendo para E_{L2}:

$$\pm I_N r_N - E_{L2} - I_2 r_2 + E_2 = 0$$
$$0 - E_{L2} - (300 \times 0{,}044) + 115 = 0$$
$$E_L = 101{,}8 \text{ V}$$

Resolvendo para E_{L3}:

$$-I_1 r_1 - I_3 r_3 - E_{L3} - I_3 r_3 - I_2 r_2 + 230 = 0$$
$$-13{,}2 - (100 \times 0{,}0044) - E_{L3} - (100 \times 0{,}0044) -$$
$$-(300 \times 0{,}044) + 230 = 0$$
$$E_{L3} = 230 - 27{,}28 = 202{,}72 \text{ V}$$

b. Tensão $V_{1-2} = E_{L1} + E_{L2} = 101{,}8 + 101{,}8 = 203{,}6$ V

EXEMPLO 11-6: Repita o Exemplo 11-5 com uma carga L_1 de 100 A, L_2 de 150 A e L_3 de 200 A.

Solução:

Ver Fig. 11-10a

a. $I_1 = I_{L1} + I_{L3} = 100 + 200 = 300$ A;

$I_2 = I_{L2} + I_3 = 150 + 200 = 350$ A

$I_N = I_{L2} - I_{L1} = 300 - 250 = 50$ A

Resolvendo para E_{L1}:

$- I_1 r_1 - E_{L1} + I_N r_N + E_1 = 0$

$- (300 \times 0{,}044) - E_{L1} + (50 \times 0{,}088) + 115 = 0$

$E_{L1} = 106{,}2$ V

Resolvendo para E_{L2}:

$- I_N r_N - E_{L2} - I_2 r_2 + E_2 = 0$

$- (50 \times 0{,}088) - E_{L2} - (350 \times 0{,}044) + 115 = 0$

$E_{L2} = 95{,}2$ V

Resolvendo para E_{L3}:

$- I_1 r_1 - I_3 R_3 - E_{L3} - I_3 r_3 - I_2 r_2 + 230 = 0$

$- (300 \times 0{,}044) - (200 \times 0{,}0044) - E_{L3} - (200 \times 0{,}044)$

$- (350 \times 0{,}044) + 230 = 0$

$E_{L3} = 199{,}64$ V

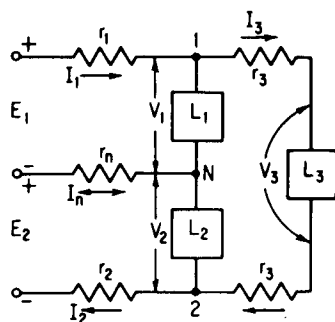
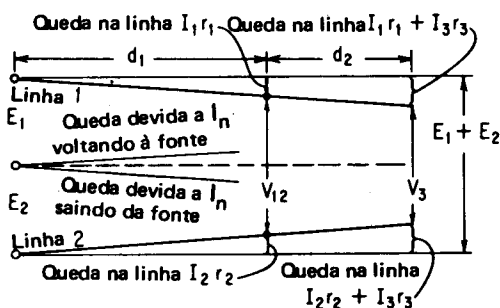
b. Tensão $V_{1-2} = E_{L1} + E_{L2} = 106{,}2 + 95{,}2 = 201{,}4$ V

(a) Solução pela lei de Kirchhoff.

(b) Método de solução pela queda de tensão no alimentador.

Fig. 11-10 — Sistemas a três fios com cargas desequilibradas ilustrando os exemplos 11-5, 11-6 e 11-7.

EXEMPLO 11-7: Resolva (a) o Exemplo 11-5 e (b) o Exemplo 11-6, utilizando o *método da queda de tensão no alimentador* ilustrado na Fig. 11-10b.

Solução:

Esta solução e a Fig. 11-10b estão ambas alicerçadas na convenção de que: (1) uma corrente que circula da esquerda para a direita (a partir da fonte) representa uma queda de tensão no sentido *descendente;* e (2) uma corrente que circula da direita para a esquerda (em direção à fonte) representa um acréscimo de tensão no sentido *ascendente*. Recomenda-se que o leitor desenhe um diagrama dimensionado semelhante ao da Fig. 11-10b.

a. No Exemplo 11-5, a igualdade das quedas na linha $I_1 r_1 = 300 \times 0{,}044 = 13{,}2\ \text{V} = I_2 r_2$ vale em grandeza, mas *não* no sentido.

$$\text{Queda da linha } I_3 r_3 = 100 \times 0{,}044 = 0{,}44\ \text{V}$$

$$\text{Tensão } V_{1-2} = (E_1 + E_2) - \text{queda na linha } I_1 r_1 - \text{queda na linha } I_2 r_2 = 230\ \text{V} - 13{,}2 - 13{,}2 = \mathbf{203{,}6\ V}$$

e, desde que $I_N = 0$

$$E_{L1} = E_{L2} = \frac{203{,}6}{2} = \mathbf{101{,}8\ V}$$

$$\text{Tensão } V_3 = E_{L3} = (E_1 + E_2) - 2(I_1 r_1) - 2(I_3 r_3) = 230 - (2 \times 13{,}2) - (2 \times 0{,}44) = \mathbf{202{,}72\ V}$$

b. No Exemplo 11-6, a queda na linha $I_1 r_1 = 300 \times 0{,}044 = 13{,}2$ V
Queda na linha $I_2 r_2 = 350 \times 0{,}044 = 15{,}4$ V
Queda na linha $I_3 r_3 = 200 \times 0{,}0044 = 0{,}88$ V
Queda na linha $I_N r_N = 50 \times 0{,}088 = 4{,}4$ V (saindo da fonte)
Da Fig. 11-10b
$E_{L1} = E_1 - I_1 r_1 + I_N r_N = 115 - 13{,}2 + 4{,}4 = \mathbf{106{,}2\ V}$
$E_{L2} = E_2 - I_2 r_2 - I_N r_N = 115 - 15{,}4 - 4{,}4 = \mathbf{95{,}2\ V}$
$V_{1-2} = E_1 + E_2 - I_1 r_1 - I_2 r_2 = 230 - 13{,}2 - 15{,}4 = \mathbf{201{,}4\ V}$

Conferência:
$V_{1-2} = E_{L1} + E_{L2} = 106{,}2 + 95{,}2 = \mathbf{201{,}4\ V}$
$E_{L3} = E_1 + E_2 - (I_1 r_1 + I_2 r_2 + 2 I_3 r_3) = 230 - (13{,}2 + 15{,}4 + 2 \times 0{,}88) = 230 - 30{,}36 = \mathbf{199{,}64\ V}$

Uma vantagem da solução utilizada no Exemplo 11-7, empregando o método da queda de tensão no alimentador, é que ela conduz a uma indicação da tensão antecipada em *qualquer* ponto ao longo das linhas. Nos Exemplos 11-5 e 11-6, imaginou-se que a carga estivesse concentrada em um determinado ponto, a uma distância dada da fonte. Evidentemente, na realidade, a carga está *distribuída* através de *toda* a cxtensão da linha de transmissão, em vez de *localizada* em qualquer ponto, como indicava o problema. A vantagem de solução do Exemplo 11-7 e o uso da Fig. 11-10b é que este método leva a uma melhor representação da natureza do carregamento da linha de transmissão, bem como do efeito do sentido da corrente e das quedas de tensão no alimentador neutro sobre a tensão entre linha e neutro.

EXEMPLO 11-8: Utilizando um diagrama dimensionado semelhante ao visto na Fig. 11-10b, determine as tensões para as cargas do Exemplo 11-6, localizadas a distâncias da fonte conforme indica a tabela abaixo. *Nota:* As respostas estão indicadas na tabela, mas a técnica para a solução é deixada a cargo do leitor.

Distância da fonte (pés)	Tensão		Volts (V)
	de	a	
(a) 400	Linha 1	Neutro	113,24
(b) 800	Linha 1	Linha 2	218,56
(c) 1.200	Linha 2	Neutro	104,32
(d) 1.600	Linha 1	Linha 2	207,12
(e) 2.100	Linha 1	Linha 2	202,72

11-10. CONVERSORES DE FASES DE INDUÇÃO

Quando é necessário converter um sistema polifásico em outro, os enrolamentos primário e secundário de uma série de transformadores monofásicos (ou polifásicos) podem ser interligados para desempenhar esta conversão.[9] Em nenhuma circunstância, entretanto, é possível que uma dada fonte CA monofásica seja convertida em fonte polifásica *através* de sistemas de *transformadores* (o inverso obviamente é simples). Esta conversão normalmente é obtida por um motor polifásico CA, conhecido *conversor de fases de indução.*[10]

O conversor de fases de indução é normalmente alimentado a partir de uma fonte monofásica de alta tensão, através de um transformador abaixador, cujo secundário é dividido em três enrolamentos (de tensão desigual) ligados em série, como se vê na Fig. 11-11a. O enrolamento do estator do conversor é um enrolamento bifásico, no qual os enrolamentos estão deslocados de 90 graus no estator. Uma fase, consistindo de duas bobinas ligadas em série, de números 1 e 2 na figura, é ligada em fase com o secundário do transformador abaixador. A outra fase, que está deslocada de 90 graus elétricos no estator, está ligada em *T* em relação ao primeiro enrolamento de fase, bobinas 3 e 4 nas Figs. 11-11a e b. O rotor é do tipo de gaiola de esquilo comum. O motor parte como um motor bifásico de fase dividida permanente, ou seja, um motor bifásico sem carga, e desenvolve facilmente uma fem de velocidade que o faz atingir sua velocidade a vazio como motor "bifásico". O diagrama fasorial das fem induzidas no transformador e no motor está representado na Fig. 11-11c. A fem induzida nas bobinas 1 e 2 está em fase com a fem induzida no transformador E_{CA}. A fem induzida nas bobinas 3 e 4, devido à sua relação em quadratura, está defasada de 90 graus em relação a E_{CA}, produzindo a tensão OB. As tensões AC, CB e BA são, pois, um verdadeiro sistema trifásico de tensões.

---

[9]V. Seçs. 13-19 e 13-20.

[10]O conversor de fases de indução está discutido aqui, ao invés de estar nos caps. 9 ou 10, devido à sua semelhança com o conversor rotativo e à sua função especializada. Ao contrário do conversor rotativo monofásico, cuja teoria foi abordada na Seç. 11-6, o conversor de fases de indução tem partida própria, como um motor bifásico.

Os conversores de fases de indução são utilizados para suprir troles e ônibus elétricos, a partir de sistemas de alta tensão aéreos ou de dupla linha. No caso, ambas as unidades, transformadora e conversora, estão localizadas no veículo. A tensão monofásica é convertida em fonte trifásica, que é utilizada para fazer funcionar um motor de indução trifásico. O conversor de fases elimina a necessidade de dois fios para o trole ou de um "terceiro" trilho extra. O sistema é também mais eficiente que um conjunto de duas unidades M-G, que executaria a mesma conversão.

(a) Esquema de ligações.

(b) Localização dos enrolamentos do estator.

(c) Diagrama fasorial.

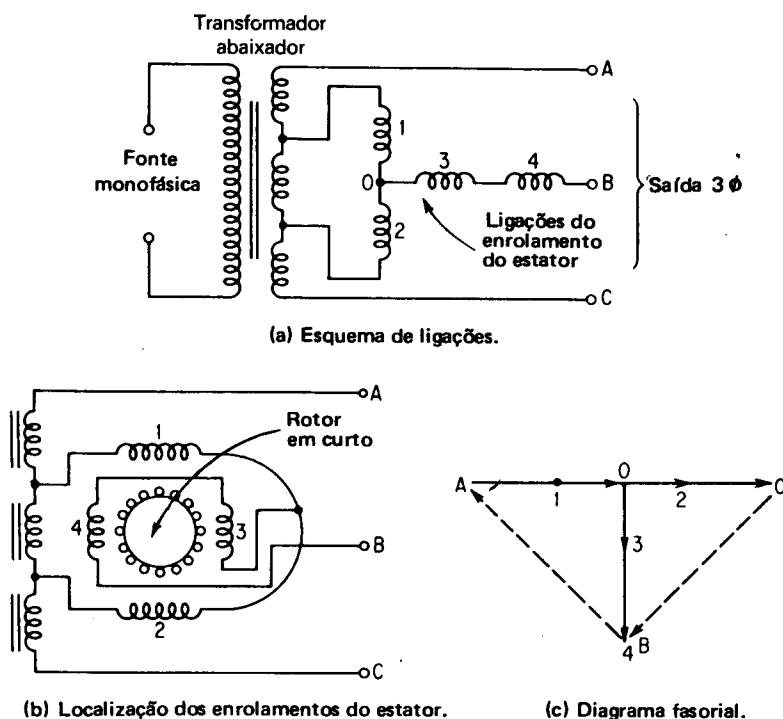



Fig. 11-11 — Conversor de fases de indução.

Como no caso de todos os conversores, a tensão de saída é controlada pelo ajuste de tensão da fonte, que utiliza reguladores monofásicos de indução, variacs ou transformadores com derivação.

11-11. DISPOSITIVOS SINCRONIZANTES (SELSIN)

Os termos "selsin" ou "sincro", largamente utilizados na bibliografia e na indústria, são apenas abreviaturas da expressão "self-syncronizing" (auto-sincronizante) que designa os mesmos dispositivos. Há, essencialmente, cinco dispositivos auto-sincronizantes básicos, que caem nesta categoria: o *transmissor* selsin, o *receptor* selsin, o *transmissor diferencial* selsin, o *receptor diferencial* selsin

e o *transformador de controle* selsin. Estes dispositivos são utilizados em sistemas de controle a laço aberto e a laço fechado, de várias formas, para indicar, prover uma correção, responder a um sinal, gerar ou receber sinais que indiquem uma posição angular ou um deslocamento linear.

Há muitos tipos de dispositivos selsin; alguns funcionam com CC e alguns são dispositivos mecânicos, de natureza hidráulica. A discussão desta seção limitar-se-á principalmente aos cinco tipos de indução CA acima citados. Estes dispositivos selsin são essencialmente de natureza monofásica, a energia elétrica para sua operação sendo fornecida a partir de uma fonte monofásica de 60 ou 400 Hz. Os *estatores* destes dispositivos são de construção *idêntica* (V. Tabela 11-3 abaixo), consistindo de um enrolamento "trifásico" distribuído idêntico ao empregado em máquinas trifásicas síncronas ou assíncronas, isto é, aos estatores de motores síncronos ou motores de indução trifásicos. Os *rotores* destes dispositivos são supridos através de anéis coletores; eles se assemelham ou aos rotores bobinados de motores de indução trifásicos, ou aos rotores monofásicos de pólos salientes ou não salientes, semelhantes aos utilizados em alternadores síncronos. A Tabela 11-3 enumera as diferenças construtivas entre os cinco tipos de dispositivos selsin CA.

TABELA 11-3

DIFERENÇAS CONSTRUTIVAS E DE APLICAÇÃO DOS SELSINS

DISPOSITIVO	ENROLAMENTO DO ESTATOR	ENROLAMENTO DO ROTOR	AMORTECEDOR	ROTOR LIVRE NA UTILIZAÇÃO	APLICAÇÃO
Transmissor	trifásico	monofásico de pólos salientes	não	não	Converte uma entrada mecânica em uma saída elétrica
Receptor*	trifásico	monofásico de pólos salientes	sim	sim	Converte a informação elétrica de posição de um eixo em posição mecânica de um eixo de saída
Transmissor Diferencial*	trifásico	trifásico distribuído	não	não	Compensa os erros nas combinações transmissor-receptor através do deslocamento de um eixo
Receptor Diferencial*	trifásico	trifásico distribuído	sim	sim	Indica a soma ou a diferença de dois transmissores
Transformador de Controle	trifásico	monofásico distribuído	não	não	Como um detector de erro, que gera um sinal elétrico no rotor, em proporção à diferença entre o estator elétrico e a saída mecânica de um sistema servomotor

* Qualquer receptor pode ser usado como um transmissor correspondente mas não vice-versa, já que o transmissor não possui um amortecedor.

Como se nota na Tabela 11-3, a única diferença de construção entre um transmissor e um receptor é um *amortecedor*. Os amortecedores utilizados nos selsins *receptores* são essencialmente dispositivos de amortecimento por meio de molas, fricção, viscosidade ou magnético, projetados para evitar a oscilação de um receptor quando acionado por uma variação no sinal elétrico (V. Fig. 11-23b) recebido do transmissor.

Contrariamente à maioria das máquinas girantes, os sistemas selsin não *giram* continuamente quando energizados. A única ocasião em que ocorre qualquer movimento do eixo é quando ocorre um desequilíbrio das tensões do estator devido a uma alteração na posição do eixo do transmissor. Mesmo então, a rotação é raramente, se é que isso sucede, uma volta completa do eixo, quer do transmissor quer do receptor, nas aplicações correspondentes ao controle de posição.

A forma mais simples de combinações selsin, como dispositivo de indicação remota da posição, está mostrada na Fig. 11-12, na qual os estatores "trifásicos" de um transmissor e um receptor estão ligados eletricamente, e ambos os rotores monofásicos são ligados a uma fonte monofásica de 60 a 400 Hz. O rotor do transmissor é acoplado diretamente, através de engrenagens, ao dispositivo (no caso, uma antena de um sistema de radiodifusão), cuja posição direcional deve ser transmitida, não sendo rotor de transmissor, pois, livre para movimentar-se. Um total de cinco terminais é necessário para transmitir a informação da posição, do transmissor da antena (localizada possivelmente num mastro elevado ou no topo de uma montanha) a um indicador remotor, que pode estar num estúdio ou estação. A função do sistema selsin é, portanto, acoplar dois eixos (eletricamente), de modo que, quando um deles (o eixo do transmissor) gira (mecanicamente), o outro (o eixo do receptor) gira também (mecanicamente) de um mesmo ângulo de deslocamento. Os terminais elétricos, mesmo através de cinco linhas, são mais flexíveis

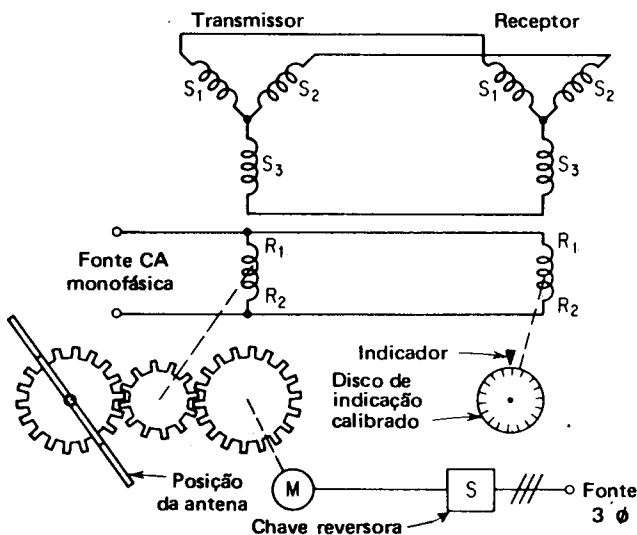



Fig. 11-12 — Sistema selsin transmissor-receptor simples.

e práticos para esse acoplamento a grandes distâncias, ou mesmo para distâncias menores, do que a transmissão por eixos mecânicos, que é relativamente rígida e pouco prática para a transmissão à distância. Por isto, a sua utilização é extensiva em navios e aviões, para fornecer as indicações de controle.

O princípio, sob o qual ocorre a sincronização, é que são induzidas fem dos rotores (do transmissor e do receptor) para os enrolamentos dos estatores. Uma vez que estas fem dos estatores são excitadas a partir de uma fonte monofásica, todas elas estão em fase; mas diferem em valor com a posição de seus respectivos rotores. Quando o rotor do receptor está precisamente na mesma posição que o rotor do transmissor, as fem induzidas em cada um dos três enrolamentos "trifásicos" são *iguais* e *opostas*, e *não* se produzem correntes no estator.

Por outro lado, se o rotor do transmissor é acionado mecanicamente até uma nova posição do eixo, de modo que ele se desloque em relação ao seu próprio enrolamento do estator, produzem-se novas fem no estator do transmissor em relação ao estator do receptor. As correntes do estator circulam, produzindo no receptor um *campo resultante do estator*, que tende a fazer girar o rotor do receptor (que está livre para tanto) para uma posição paralela à do campo do estator, isto é, tal que não se produzam correntes no estator. Desde que os rotores estão sempre em fase (em paralelo) na nova posição por ação de transformador, as fem induzidas no estator do receptor são iguais e opostas àquelas do transmissor, e o sistema está novamente em equilíbrio. Qualquer variação na posição do rotor do transmissor, portanto, quer no sentido horário, quer no anti-horário, causará correntes no estator e uma variação imediata correspondente na posição do rotor do receptor, até que estas correntes sejam nulas.

Em alguma bibliografia, chama-se de "gerador" ao selsin transmissor e de "motor" ao receptor. Nenhum destes termos é tecnicamente correto, já que um transmissor não gera energia elétrica nem um receptor converte energia elétrica em movimento mecânico. Desprezando o atrito, a potência mecânica de entrada do transmissor é igual à de saída do receptor.

Um único transmissor de grande porte é, algumas vezes, utilizado em conjunto com dois ou mais receptores ligados em paralelo e remotamente localizados. A única limitação de uma tal operação é que a unidade transmissora deve ter tamanho suficiente e uma impedância interna suficientemente baixa para suprir corrente suficiente e torque normal a cada um dos receptores, qualquer que seja a alteração havida mecanicamente na posição do rotor do transmissor.

11-11.1 TRANSMISSOR DIFERENCIAL

Algumas vezes, é necessária uma informação sobre a posição de um eixo, a partir de duas fontes. Se ambas estão em correspondência, isto é, no mesmo ângulo de posição, então a diferença relativa nas posições do eixo é zero. Para esta finalidade, utiliza-se um *transmissor diferencial*, como se exemplifica na Fig. 11-13. Se o sinal mecânico de entrada 1 no transmissor selsin e o sinal de entrada 2 no transmissor diferencial estão em correspondência, não teremos movimento no rotor indicador. Não circularão correntes nos enrolamentos do estator, quer

do transmissor quer do receptor. Se, entretanto, gira-se o rotor da entrada 1, digamos de 10° no sentido horário, a nova tensão induzida no estator do transmissor 1 causará correntes no estator do transmissor 2. O rotor do transmissor 2 não pode mover-se, porque ele, também, está ligado a uma carga e, portanto, como qualquer transformador, ele transfere a energia ao estator do receptor, provocando circulação de correntes no estator e um fluxo líquido correspondente. Este fluxo do estator age sobre o rotor do receptor, levando-o a indicar a *diferença* da posição do rotor entre as entradas 1 e 2.

Se se deseja que o receptor registre, ao invés da diferença, a *soma* dos dois sinais mecânicos de entrada, é apenas preciso que se invertam as ligações em *a* e *a'* e em *b* e *b'*, isto é, devem-se inverter S_1 e S_3 em ambos os circuitos do estator. O mostrador registrará agora a soma das entradas 1 e 2.

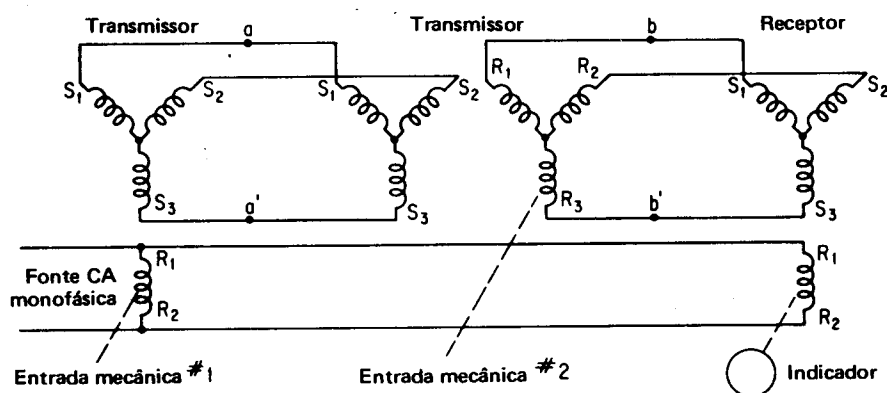



Fig. 11-13 — Uso de um diferencial em um sistema selsin.

11-11.2 RECEPTOR DIFERENCIAL

O uso de um *receptor diferencial* está mostrado na Fig. 11-14. Dois transmissores, acoplados por engrenagens a entradas mecânicas, alimentam com informações relativas às suas posições o estator trifásico e o rotor de um receptor diferencial. O rotor do receptor girará até uma posição de eixo, na qual não circule corrente por nenhum dos seus enrolamentos. Esta posição representa a diferença de posições do rotor entre cada uma das entradas mecânicas 1 e 2, respectivamente. Ambos os circuitos das Figs. 11-13 e 11-14 poderiam ser utilizados na medida do escorregamento (Seç. 9-13), em vez do diferencial mecânico utilizado na Fig. 9-12b. O indicador das Figs. 11-13 e 11-14 giraria a uma velocidade de escorregamento proporcional à diferença de velocidade correspondente às entradas dos dois transmissores.

11-11.3 TRANSFORMADOR DE CONTROLE

A Fig. 11-15 mostra a utilização de um *transformador de controle* como um detector de erros, em um sistema (servomecanismo) a laço fechado. A posição

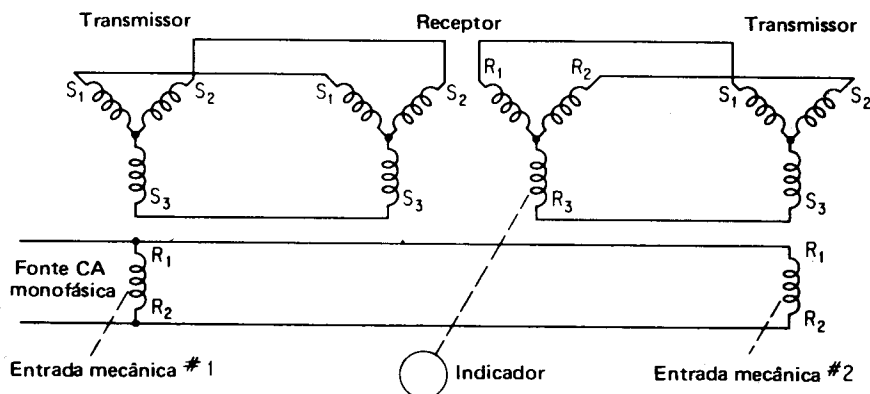



Fig. 11-14 — Uso de um receptor diferencial em um sistema selsin.

mecânica desejada é convertida num sinal elétrico, trazido ao estator do transformador de controle através de um selsin transmissor. A posição mecânica efetiva da carga é acoplada mecanicamente ao rotor do transformador de controle. Assim, o transformador de controle recebe a informação da posição desejada na forma de um sinal elétrico no seu estator, e recebe a posição efetiva em função do deslocamento de seu rotor. Se ambos estão em correspondência, isto é, se o rotor do transformador de controle está a 90° em relação ao rotor do transmissor, o rotor do transformador de controle não produz saída monofásica. Se há um erro entre eles, entretanto, a tensão produzida no rotor, pelo campo resultante do estator, é amplificada e utilizada para acionar um motor bifásico num sentido que leve à redução do erro. O sinal de erro amplificado aciona a carga (e o rotor do transformador de controle) até anular o sinal, isto é, até que a carga ocupe a posição mecânica desejada. Note-se que, no sistema apresentado na Fig. 11-15, o transmissor pode estar localizado numa estação remota, e com três linhas apenas transmitir-se-á o sinal de informação desejado à distância, até o local correspondente ao sistema de laço fechado, junto à carga.

A comparação das Figs. 11-12 e 11-15 com a Tabela 11-3 servirá para indicar por que se necessitam amortecedores apenas em dois dos dispositivos selsin: no

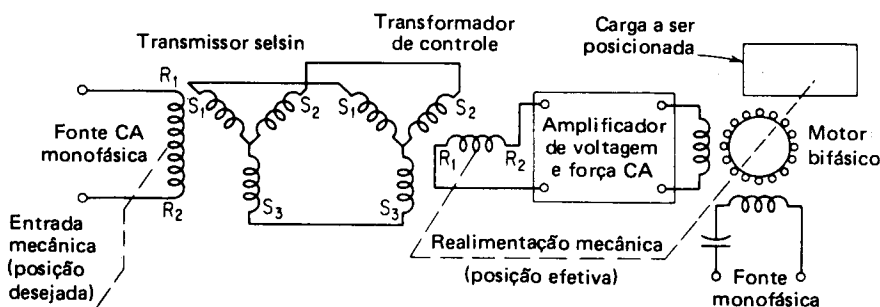



Fig. 11-15 — Uso de um transmissor selsin e de um transformador de controle (representados na posição de equilíbrio).

receptor diferencial e no receptor selsin simples. Seus rotores *nunca* estão ligados a qualquer carga, enquanto que os rotores do transformador de controle, do transmissor e do transmissor diferencial estão sempre acoplados mecanicamente a uma carga.

É desnecessário dizer-se que um sistema selsin *não* funcionará convenientemente se ocorrer um circuito aberto ou um curto-circuito em quaisquer das ligações do estator ou do rotor. As sobrecargas são particularmente danosas aos dispositivos selsin, que não giram como os motores nem possuem ventiladores em seus eixos para realizar o arrefecimento. Qualquer circuito aberto, em qualquer das linhas do estator, ocasionará uma *sobrecarga* contínua na corrente solicitada do rotor funcionando como primário.

11-11.4 INDICADORES DE SOBRECARGA

Como se vê na Fig. 11-16a, indicadores de sobrecarga a néon são ligados através de transformadores em duas linhas correspondentes aos terminais do estator S_2 e S_3. Se qualquer das linhas do estator for desligada, o aumento na corrente do estator produzirá uma diferença de potencial suficiente para acender as lâmpadas de sobrecarga. Se quaisquer duas linhas do estator se abrirem, não há possibilidade de sobrecarga; assim, apenas é necessário medirem-se duas linhas.

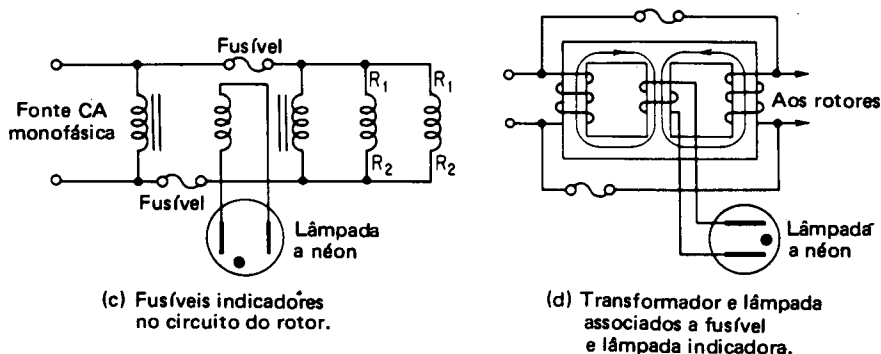
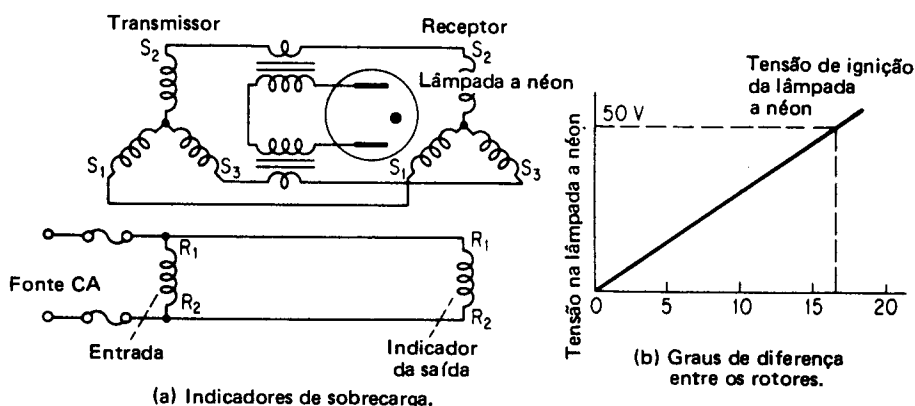



Fig. 11-16 — Indicadores de fusível e de sobrecarga utilizados nos sistemas selsin.

Os indicadores de sobrecarga são também uma indicação de *rotor de receptor bloqueado*. Assim, se o rotor do transmissor é acionado mecanicamente e o rotor do receptor não está livre para girar mecanicamente em correspondência, as correntes do estator aumentarão proporcionalmente ao ângulo associado à diferença entre os dois rotores. Como se vê na Fig. 11-16b, a lâmpada a néon acender-se-á quando houver uma diferença de, aproximadamente, 17° entre as posições dos rotores. As tensões desenvolvidas nas lâmpadas a néon, no caso de sobrecarga, são também utilizadas para acionar sistemas de alarme audíveis.

Qualquer sobrecarga nos circuitos do estator é alimentada pelos rotores por ação do transformador. Os circuitos primários dos rotores utilizam proteção por meio de fusíveis em ambos os lados da linha CA, como se vê nas Figs. 11-16a e c, para protegê-los das elevadas correntes de sobrecarga que são solicitadas pelos seus estatores. O mesmo princípio da lâmpada a néon é utilizado no circuito do rotor, para fornecer indicação de um fusível na linha CA que alimenta os rotores, embora com uma pequena diferença. A lâmpada a néon está ligada ao secundário de um transformador, cujos primários, que estão em paralelo, são ligados de maneira a produzir fem opostas no núcleo do transformador, como se vê na Fig. 11-16d. Se qualquer dos fusíveis se desarma, o primário da esquerda, representado nas Figs. 11-6c e d, é energizado, mas o enrolamento do primário da direita não o é. A tensão secundária aplicada à lâmpada a néon é elevada (sem a fmm oposta de ambos os primários) e a lâmpada se acende, acionando simultaneamente um sinal audível de alarme.

11-11.5 SELSINS PARA AJUSTE DO ZERO

A fim de se calibrarem os mostradores dos dispositivos selsin, é necessário conhecer-se a posição zero. Se eles não estão ligados a nenhum sistema, e se os eixos de seus rotores giram livremente, o transmissor simples, o receptor e o transformador de controle podem ter seu zero ajustado, da forma vista na Fig. 11-17a. O transmissor diferencial e o receptor diferencial podem ter seu zero ajustado de acordo com a Fig. 11-17b. *Todos* os ajustes do zero são normalmente executados a uma tensão *reduzida*, para evitar danos aos dispositivos selsin. Quando se aplica CA, o rotor bloqueará na posição zero.

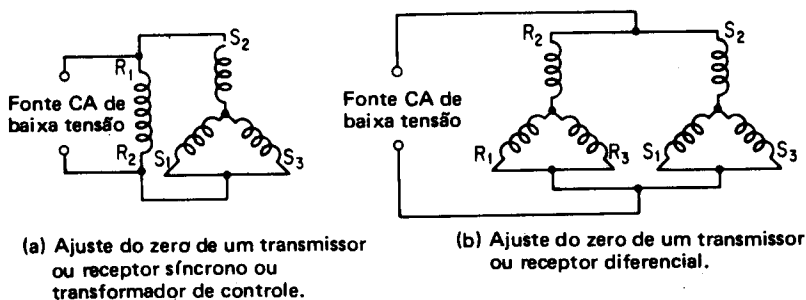



Fig. 11-17 — Método de ajuste do zero para dispositivos cujos rotores têm movimento de rotação possível.

Uma vez ligados a um sistema, entretanto, os eixos do transmissor, do transformador de controle e do transmissor diferencial são acoplados, por engrenagens, a um acionamento mecânico. É possível desligar-se o estator e girá-lo um pouco em relação ao rotor, para ajustar o zero. A técnica usual, entretanto, é girar o mecanismo da parte mecânica lentamente, até encontrar a posição zero no voltímetro, como se vê nos vários diagramas da Fig. 11-18. O transformador de controle e o transmissor diferencial são normalmente ajustados à posição zero em dois passos, um ajuste grosseiro e um ajuste fino, utilizando os circuitos vistos nas Figs. 11-18b e c. O ajuste grosseiro é necessário para evitar danos aos enrolamentos do rotor no caso de um grande deslocamento do rotor em relação à sua posição zero, que é a razão pela qual se utiliza um voltímetro em série com os rotores.[11]

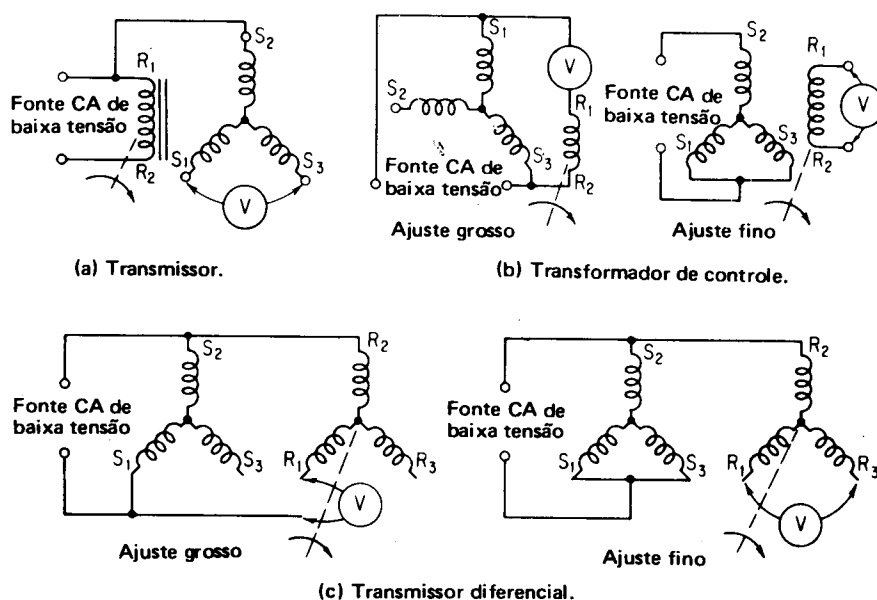



Fig. 11-18 — Métodos de ajuste do zero de dispositivos selsin, quando os rotores estão acoplados mecanicamente num sistema.

11-12. SELSINS POTÊNCIA E SISTEMAS DE LAÇO SINCRO

Estabeleceu-se, na seção precedente, que os termos "gerador" e "motor" são impróprios quando aplicados a dispositivos selsin, uma vez que eles nem geram energia elétrica nem a convertem em movimento mecânico. Dispositivos maiores do tipo selsin, chamados "selsins potência", são utilizados como um método de controle da velocidade ou de sincronização em conjunto com motores CC ou CA, que fornecem uma parcela da potência requerida ao movimento. O nome "selsin

[11] O espaço não permite uma discussão completa dos dispositivos sincro. Para teoria adicional e aplicações veja JOHNSON, E. *Servomechanisms.* Englewood Cliffs, N. J., Prentice-Hall, 1963, Cap. 6.

potência" é também uma impropriedade, que ocorre freqüentemente na bibliografia. Estes dispositivos *são*, efetivamente, pequenos *motores de indução de rotor bobinado* trifásicos, de potência inteira ou fracionária (Seç. 9-9), que giram *continuamente* a velocidades abaixo da síncrona. Os "selsins" potência *efetivamente* comportam-se como geradores ou motores sincronizantes.

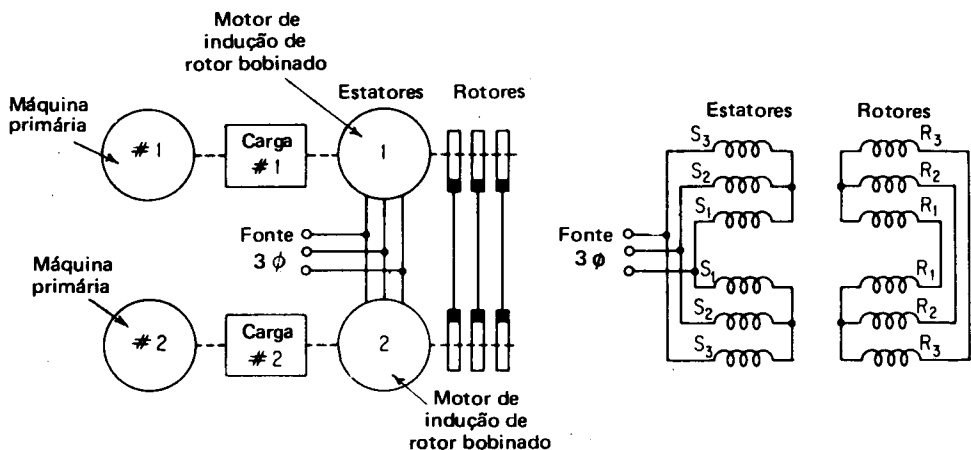
Uma descrição sucinta da potência de sincronização, produzida por dois dispositivos de indução de rotor bobinado, de um tal tipo, é vista na Fig. 11-19. O sistema em questão é, algumas vezes, chamado de sistema "de laço sincro". Cada rotor bobinado está acoplado mecanicamente à sua respectiva carga. Tanto os estatores como os rotores dos dois motores de indução de rotor bobinado estão ligados *eletricamente* em paralelo, como se vê nas Figs. 11-19a e b. Quando ambas as máquinas primárias (motores) estiverem acionando as suas respectivas cargas mecânicas à mesma velocidade, o escorregamento de cada motor é o mesmo, e as tensões induzidas no rotor são iguais em valor e opostas em fase, uma em relação à outra. Assim, nos enrolamentos dos rotores não circularão correntes e não se produzirá torque por qualquer deles (efetivamente, do mesmo modo que se os rotores estivessem com o circuito aberto).

(a) Sistema a laço síncrono. (b) Esquema de laço síncrono elétrico.

Fig. 11-19 — Uso de motores de indução de rotor bobinado num sistema a laço síncrono.

Entretanto, quando as cargas são desequilibradas, a máquina primária com a carga mais leve tenderá a girar a uma maior velocidade, ocasionando um comportamento do motor de rotor bobinado a ela acoplado semelhante ao de um alternador síncrono gerando CA e entregando corrente ao rotor da máquina com carga pesada. A corrente do rotor recebida pelo motor da máquina com maior carga tende a produzir um torque (ação motora) no sentido da rotação e que auxilia a sua máquina primária a aumentar a velocidade. Inversamente a máquina de rotor bobinado, que age como gerador, requer um torque para tal efeito, num sentido

que se opõe ao de seu movimento (ação geradora), tendendo a reduzir a velocidade da máquina primária com carregamento leve.

O sistema de laço sincro serve, assim, para manter uma carga *constante* em cada máquina primária, *acrescentando* carga à máquina primária cujo eixo está *menos carregado* e *retirando* carga da máquina primária cujo eixo está *mais carregado*. A quantidade de carga que pode ser adicionada a cada máquina de indução de rotor bobinado, ou dela removida, depende da capacidade da máquina de rotor bobinado em comparação com as máquinas primárias utilizadas. Normalmente, elas têm cerca de 10 por cento da capacidade, em KVA ou HP, da máquina primária. Os "sincros" potência são extensivamente utilizados com motores de sincronização, que acionam vãos móveis de pontes, em prensas tipográficas, bobinadeiras de papel ou equipamento siderúrgico.

11-13. SERVOMOTORES CC

Os servomotores CC são motores CC acionados por uma corrente proveniente de amplificadores eletrônicos ou amplificadores CA com demoduladores internos ou externos, reatores saturáveis, amplificadores retificadores controlados a silício ou tiratrônio, ou por qualquer um dos vários tipos de amplificadores rotativos, tais como o Amplidino, Rototrol e o Regulex, que discutiremos mais adiante, neste capítulo. Os servomotores CC têm tamanhos que vão de 0,05 a 1.000 HP.

As características fundamentais a serem buscadas em qualquer servomotor (CA ou CC) são (1) que o torque de saída do motor seja mais ou menos proporcional à sua tensão de controle aplicada (desenvolvida pelo amplificador como resposta a um sinal de erro) e (2) que o sentido do torque seja determinado pela polaridade (instantânea) da tensão de controle. Utilizam-se quatro tipos de servomotores CC, e passaremos a discuti-los em seqüência: o motor-derivação (controlado pelo campo ou pela armadura), o motor-série, o motor-derivação de campo permanente (excitação de campo fixa).

11-13.1 SERVOMOTOR COM CONTROLE DE CAMPO

Este motor e este tipo de controle são, de fato, aqueles discutidos em detalhes na Seç. 4-7 e mostrados na Fig. 4-6, bem como na Fig. 11-20a. Note-se que o torque produzido por este motor é zero, quando não há excitação no campo fornecida pelo amplificador CC do erro. Desde que a corrente da armadura é *sempre constante*, o torque varia diretamente com o fluxo do campo e também com a corrente de campo até a saturação ($T = k \phi I_a$). Se se inverte a polaridade do campo, inverte-se o sentido de rotação do motor. Entretanto, o controle da corrente de campo por este método é apenas utilizado em pequenos servomotores, porque (1) é indesejável ter de fornecer uma corrente de armadura grande e fixa, como a que seria necessária para grandes servomotores CC, e (2) a sua resposta dinâmica é mais lenta que a de um motor de controle na armadura, devido à constante de tempo do circuito de campo, que é altamente indutivo.

(a) Servomotor CC de campo controlado. (b) Servomotor CC de armadura controlada.

(c) Servomotor CC de armadura controlada e ímã permanente.

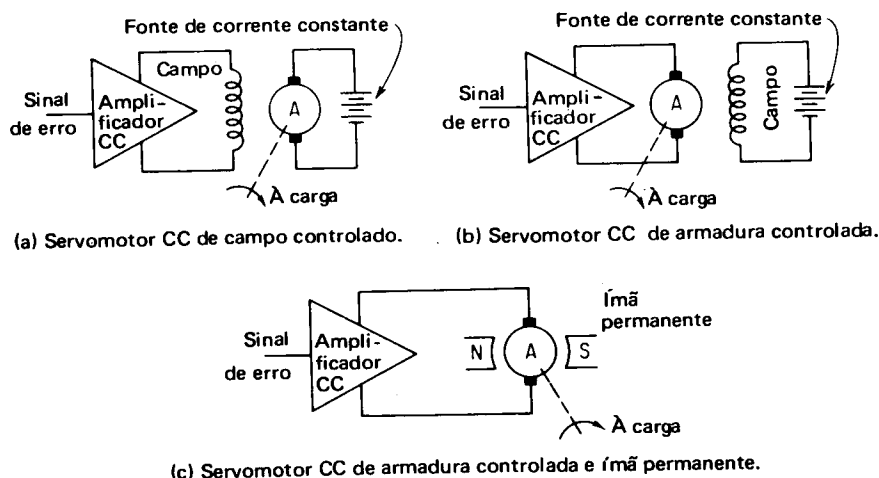



Fig. 11-20 — Servomotores CC, de excitação independente.

11-13.2 SERVOMOTOR DE CONTROLE NA ARMADURA

Este servomotor emprega uma excitação de campo CC fornecida por uma fonte de corrente constante, como se vê na Fig. 11-20b. Como se disse, este tipo de controle possui certas vantagens dinâmicas que o método de controle do campo não tem. Uma variação súbita, grande ou pequena, da corrente da armadura, produzida por um sinal de erro, causará uma resposta quase imediata no torque, uma vez que o circuito da armadura é essencialmente resistivo em comparação ao circuito de campo, que é altamente indutivo.

O campo deste motor funciona normalmente bem abaixo do joelho da curva de saturação, para manter o torque menos sensível às variações leves da tensão de uma fonte de corrente constante. Além disto, um fluxo elevado de campo aumenta a sensibilidade de torque do motor $(T = k \phi I_a)$ para uma mesma variação pequena na corrente de armadura. Motores CC de até 1.000 HP são acionados, desta forma, por controle da tensão de armadura. Se o sinal de erro e a polaridade da tensão da armadura se invertem, o motor gira no sentido oposto.

Motores-derivação CC de grande porte e com controle na armadura são normalmente acionados por amplidinos ou excitatrizes de campo múltiplo (Seçs. 11-16 e 11-17), chamadas de amplificadores rotativos, nos quais os requisitos do servomecanismo ditam a necessidade de máquinas de alta potência.

11-13.3 SERVOMOTOR CC DE CAMPO PERMANENTE, COM CONTROLE NA ARMADURA

São empregados pequenos servomotores CC fracionários, de "instrumento" com pequeno torque, segundo a Fig. 11-20c, com campo de ímã permanente para fornecimento de excitação constante, em lugar de uma fonte de corrente constante.

Estes dispositivos são normalmente executados nas tensões 6 V e 28 V. A estrutura de campo destes motores consiste de uma liga de Alnico VI, fundida na forma de um anel circular, de cerca de uma polegada de diâmetro, circundando completamente a armadura e proporcionando um fluxo forte associado. Os motores de campo permanente são bem compensados através de enrolamentos de comutação, para evitar a desmagnetização dos ímãs do campo por ocasião de uma súbita inversão na polaridade da tensão CC da armadura. Os efeitos da histerese e das correntes parasitas são normalmente desprezíveis nestes motores, e as peças polares são geralmente laminadas para reduzir o faiscamento das escovas sempre que ocorrer uma variação brusca da tensão do sinal. Estes dispositivos são também controlados através da tensão da armadura da mesma forma que o motor-derivação é controlado pela armadura.

11-13.4 MOTORES-SÉRIE CC COM CAMPO DIVIDIDO

Pequenos motores-série CC, fracionários, de campo dividido podem ser operados como se fossem motores de excitação independente com controle no campo, como se vê na Fig. 11-21a. Um enrolamento é chamado de enrolamento principal e outro é o auxiliar, embora tenham genericamente a mesma fmm e estejam enrolados sobre os pólos num sentido tal que se produza a inversão do sentido de rotação de um em relação ao outro. Como se vê na Fig. 11-21a, os motores podem ter excitação independente e a armadura pode ser alimentada por uma fonte de corrente constante. As vantagens do método do campo dividido, de controle do campo, são que (1) melhora a resposta dinâmica da armadura, uma vez que os campos estão sempre excitados (não há atraso devido à constante de tempo indutiva), e (2) obtém-se um controle mais fino, porque o sentido de rotação é mais sensível a diferenças extremamente pequenas entre as correntes dos enrolamentos principal e auxiliar.

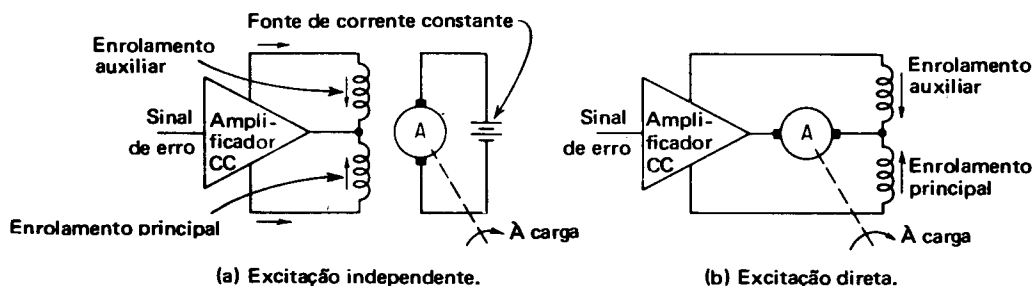



Fig. 11-21 — Servomotores CC do tipo série com campo dividido.

Motores-série maiores funcionam segundo a configuração vista na Fig. 11-21b, uma vez que é difícil obter-se excitação independente para a armadura utilizando-se correntes elevadas. Nesta configuração, a corrente de armadura do motor-série de campo dividido é a soma das correntes de enrolamento principal e do auxiliar. Mas, quando estas correntes nos campos-série são iguais e opostas, não

se produz torque. Um leve aumento ou diminuição na corrente do enrolamento auxiliar produzirá um torque instantâneo e a rotação em *qualquer* dos sentidos. O servomotor-série produz um torque de partida elevado e uma resposta rápida aos menores sinais de erro. A regulação da velocidade é pobre para este tipo de máquina; mas este fato não é, geralmente, um aspecto de maior importância num servomecanismo, uma vez que a carga é normalmente fixa. O uso de dois enrolamentos em oposição reduz um tanto o rendimento do motor, embora este não seja um problema maior em motores pequenos.

Geralmente, os motores CC série e "derivação" têm uma inércia do rotor maior que os motores CA da mesma potência, uma vez que eles têm enrolamentos mais pesados. O arrasto resistente adicional, que resulta do atrito das escovas, desencoraja o uso de motores CC em servomecanismos para instrumentos extremamente pequenos e sensíveis. As armaduras pequenas têm também as ranhuras inclinadas, para reduzir os fenômenos associados ao torque de relutância nas velocidades mais baixas. A comutação também é um problema em servomotores CC, embora os interpolos e os enrolamentos de compensação melhorem consideravelmente a situação. A grandes altitudes, entretanto, devido à rarefação do oxigênio, poderá haver problemas de comutação devido à instabilidade da película de óxido formada no comutador.[12]

Desenvolveram-se pequenos servomotores CC, hermeticamente selados, para contornar este problema em particular. Problemas até piores ocorrem na comutação devidos ao fato de que os motores funcionam, durante a maior parte do tempo, na posição correspondente a rotor parado (posição nula) ou quase parado, e que correntes grandes circulam pelas barras que se movimentam lentamente, produzindo um efeito de faiscamento entre teclas e desgastando o comutador. Além disto, o faiscamento de qualquer motor a comutador produz radiação e radiointerferência. Finalmente, as escovas requerem manutenção periódica.

Por todas as razões vistas no parágrafo acima, portanto, a maioria dos motores menores, usados em servomecanismos, são do tipo de indução CA bifásicos ou de pólo ranhurado (V. Seç. 10-9, Figs. 10-7 e 10-8).

11-14. SERVOMOTORES CA

A potência mecânica dos servomotores de pólo ranhurado, utilizados nos servomecanismos, varia de 1/1.500 a 1/8 de HP. Os motores CC, conforme acima descrito, são usados invariavelmente nas potências maiores, apesar das suas desvantagens, uma vez que os motores CA, nas potências maiores, são também de baixo rendimento; se forem construídos com as características de torque-velocidade desejáveis para a operação como servomecanismos, os motores CA serão de difícil refrigeração.

Um diagrama esquemático do *servomotor bifásico* é mostrado na Fig. 11-22a, e o do tipo de pólo ranhurado na Fig. 11-22b. O tipo mais comum empregado

---

[12]A teoria dos filmes de interface, e seu efeito na resistência da comutação, é discutida em Kloeffler, Kerchner e Brenneman. *Direct current machinery*. New York, Macmillan, 1948, p. 322 seg.

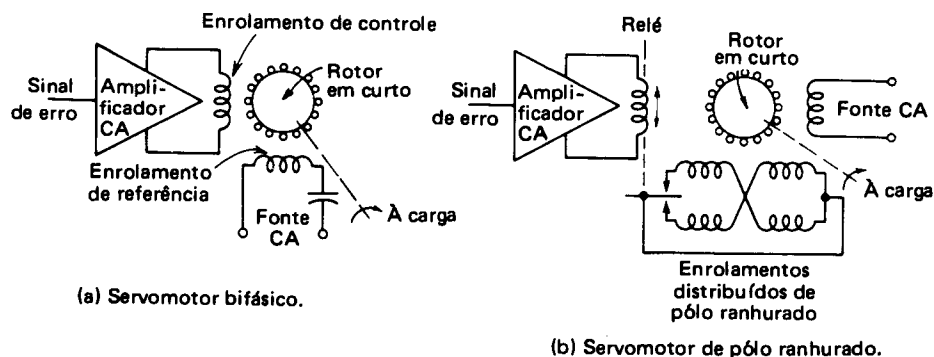



Fig. 11-22 — Servomotores CA.

é o servomotor de duas fases e quatro terminais, que se vê na Fig. 11-22a. Este é um verdadeiro motor bifásico, tendo dois enrolamentos do estator defasados de 90° no espaço, no estator. O enrolamento de referência é normalmente excitado através de um capacitor por uma fonte CA fixa. Sem sinal de erro, o rotor em gaiola estará parado. Um pequeno sinal de erro, de uma dada polaridade instantânea com relação à do enrolamento de referência, é amplificado pelo amplificador CA e alimentado ao enrolamento de controle. A rotação do motor é produzida num sentido tal que se reduza o sinal de erro, e o motor deixa de girar quando se produz a posição correspondente a um sinal de erro zero.

O servomotor de pólo ranhurado, visto na Fig. 11-22b, emprega um relé sensível à fase, para acionar aqueles contatos que produzirão um curto-circuito do enrolamento do pólo ranhurado a fim de desenvolver a rotação no sentido desejado. Como sucede com todos os enrolamentos de pólo ranhurado, um enrolamento de campo CA monofásico é ligado a uma rede CA. Na presença de um sinal de erro suficiente para fazer com que o relé atue, um par de terminais dos enrolamentos de pólo ranhurado é curto-circuitado; então, o servomotor gira até anular-se o sinal (ponto em que o relé desarma) e o motor pára. Um sinal de erro de polaridade oposta acionaria o relé sensível à fase de modo a curto-circuitar um par diferente de enrolamentos, ocasionando rotação do servomotor no sentido oposto (V. Seç. 10-9).

É bastante evidente que o projeto de um motor bifásico, como o da Fig. 11-22a, é o melhor dos dois tipos, desde que é capaz de responder a pequenos sinais de erro. Um servomotor de pólo ranhurado responderá apenas quando o sinal de erro amplificado for de valor suficiente para fazer com que o relé opere. A resposta do servomotor bifásico a sinais de erro muito pequenos é melhorada ainda mais, reduzindo-se o peso e a inércia do motor por um projeto chamado de servomotor "caneca"*. Estes servomotores CA de baixo torque, vistos na Fig. 11-23a, portam-se extremamente bem em servo-sistemas de instrumentos CA. Uma vez que todo o ferro do circuito magnético é estacionário, o rotor consiste apenas de uma

*O termo "caneca" vai por nós introduzido, como aquele que indica o utensílio de maior semelhança física ao rotor do motor "drag cup".

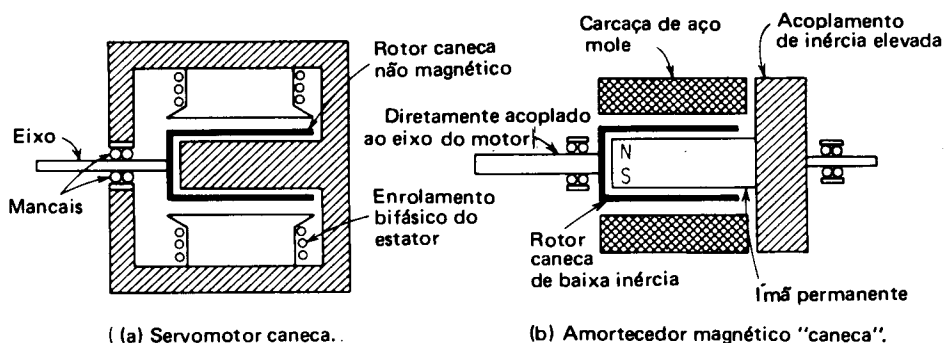



Fig. 11-23 — Servomotor caneca CA e amortecedor magnético.

carcaça delgada cilíndrica de cobre ou latão, e seu eixo é suportado por um só mancal. Devido à sua baixa inércia, o motor caneca é, assim, capaz de partir mesmo quando são extremamente pequenos os sinais aplicados ao seu enrolamento de controle.

O princípio do motor caneca é também utilizado para *amortecer* ou desacelerar servomotores CA ou CC, de modo que parem instantaneamente quando se anula o sinal do erro: desta forma, eles reduzem o balanço ou o disparo, quando aparece um sinal de erro. Como se vê na Fig. 11-23b, um rotor caneca de baixo peso e baixa inércia é acoplado ao motor. O rotor caneca circunda um ímã permanente e, por sua vez, é circundado por guarnições de ferro mole, para preservar a retentividade do ímã permanente. Qualquer variação da velocidade, isto é, partida, parada ou inversão do sentido de rotação, produzirá um efeito de amortecimento. As vantagens deste método de amortecimento são a sua vida longa e sua resistência ao desgaste.

11-15. O GERADOR DE ROSENBERG

Como o gerador de três escovas (V. Seç. 11-12), o gerador de Rosenberg foi inventado para entregar uma corrente constante, independentemente da velocidade da máquina primária. Mas, além disto, ele pode também gerar tensões de mesma polaridade, independentemente do sentido de rotação da máquina primária. Nenhum tipo de gerador possui esta propriedade única.

O gerador com três escovas (Seç. 11-2) é um gerador sem compensação da reação da armadura e com um campo essencialmente fraco para produzir um rápido desescorvamento com a aplicação da carga. O gerador de Rosenberg é um segundo tipo de gerador (e há outros) que utiliza a reação da armadura com vantagem na produção das características desejáveis de operação. O circuito simplificado de um gerador de Rosenberg bipolar é visto na Fig. 11-24a, ligado a uma bateria de acumuladores, que representa a carga do gerador. Os pólos do campo do gerador têm *núcleos* polares particularmente *pequenos*, mas *grandes sapatas* polares. Os núcleos são mais que suficientes para que neles se estabeleça o fraco fluxo do campo-derivação, produzido durante a operação, enquanto que as pe-

(a) Esquema.

(b) Relações vetoriais.

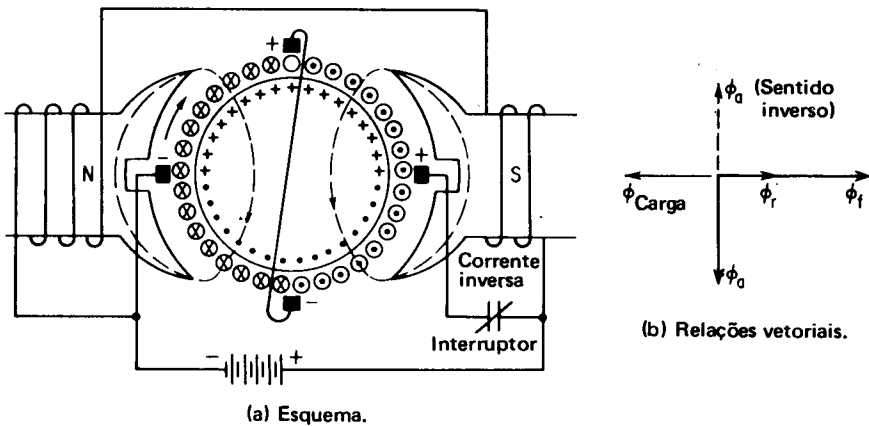



Fig. 11-24 — Gerador de Rosenberg.

sadas sapatas polares são necessárias para completar o caminho do circuito magnético necessário para que circule o fluxo magnetizante transversal da armadura (reação). Não há compensação para a reação da armadura; e, como se verá, sem reação da armadura, o gerador é incapaz de funcionar.

Quando o gerador de Rosenberg é acionado pela sua máquina primária (normalmente o eixo de um trem), a tensão CC gerada por seus condutores é coletada de suas escovas interpolares e imediatamente curto-circuitada. As grandes correntes de curto-circuito, auxiliadas pelas pesadas sapatas polares, produzem um efeito elevado transmagnetizante da reação da armadura, e seu fluxo tem o sentido visto na Fig. 11-24 a e b. Os condutores girantes, acionados pela máquina primária do gerador, são concatenados por este fluxo magnetizante transversal, e a nova tensão é gerada em todos os condutores da armadura. Esta tensão é indicada pelos círculos com pontos e cruzes vistos na Fig. 11-24a. Um segundo conjunto de escovas em quadratura no comutador (não representado) do gerador, coleta esta tensão gerada e a entrega à carga, neste caso uma bateria a ser carregada, através de uma chave interruptora normalmente fechada.

Como se vê no diagrama fasorial da Fig. 11-24b, o fluxo original, ϕ_f, produz uma tensão de armadura que é curto-circuitada pelas escovas externas, e é produzido um fluxo de reação de armadura, ϕ_a, que é grande. A tensão resultante de ϕ_a é entregue a uma carga externa, e a corrente nos condutores da armadura produz um fluxo de carga na armadura, ϕ_{carga}, que se opõe diretamente ao fluxo de campo. O fluxo resultante do campo principal, ϕ_r, é a diferença entre ϕ_f e ϕ_{carga}, necessária para estabelecer e sustentar o fluxo de armadura ϕ_a.

O gerador de Rosenberg, tal como o gerador de três escovas, foi projetado (1) para entregar uma corrente constante independentemente da velocidade, e (2) para gerar uma fem de mesma polaridade, independentemente do sentido de rotação, como já se viu.

A característica de corrente *constante independentemente da velocidade* deriva diretamente do diagrama *fasorial* visto na Fig. 11-24b. Um aumento de veloci-

dade tende a aumentar a tensão curto-circuitada, o fluxo magnetizante transversal da armadura e o fluxo de carga. Um aumento no fluxo de carga diminuirá o fluxo de campo resultante, ϕ_r, mantendo assim constante a corrente entregue à carga ou à bateria. Tanto um aumento, como uma diminuição, na carga externa terá também o mesmo efeito.

A característica de *polaridade de saída constante independentemente do sentido de rotação* pode ser explicada como se segue: imagine que o gerador é acionado no sentido oposto. A corrente circulará no curto-circuito no sentido oposto, e o sentido da corrente nos indutores é invertido internamente nos círculos mostrados na Fig. 11-24a. O fluxo da armadura está agora no sentido indicado pela linha tracejada na Fig. 11-24b. A tensão induzida nos condutores da armadura, entretanto, está no *mesmo* sentido, uma vez que se inverteram, respectivamente, o sentido de rotação e o fluxo induzido na armadura. O resultado é que, independentemente do sentido de rotação e do valor da velocidade (acima de um certo mínimo), o gerador de Rosenberg sempre produz uma corrente constante para o carregamento de uma bateria. Sua máquina primária é uma locomotiva que anda freqüentemente para diante e para trás.

O propósito da chave interruptora é evitar que o gerador funcione como motor quando o carro pára ou cai abaixo de uma determinada velocidade mínima; em qualquer destas situações, uma corrente inversa será entregue pela bateria ao gerador.

O gerador de Rosenberg foi introduzido principalmente porque sua teoria de operação é semelhante à do Amplidino, um amplificador de potência CC rotativo de elevado ganho, que discutiremos abaixo.

11-16. O AMPLIDINO

Olhado por alguns como o desenvolvimento mais importante no campo das máquinas rotativas, na primeira metade do século XX, o Amplidino, juntamente com os retificadores controlados a silício (SCRs), foi o responsável pelo uso continuado e pelos novos desenvolvimentos dos motores CC. Basicamente, um gerador CC é um *amplificador de potência rotativo,* capaz de um tremendo ganho em potência CC e de uma resposta relativamente rápida. Tal como o motor de indução monofásico simples (V. Seç. 10-4, teoria do campo cruzado), o gerador de Rosenberg, o Rototrol e o Regulex (a serem considerados subseqüentemente), ele se inclui na categoria das *máquinas rotativas de campo cruzado.*[13]

A teoria do Amplidino pode ser entendida através do desenvolvimento passo a passo mostrado na Fig. 11-25. Consideremos um gerador com excitação independente, como se vê na Fig. 11-25. Nos tamanhos comparáveis de Amplidinos, um tal gerador de excitação independente requereria uma potência para excitação

[13]O autor considerou uma certa organização deste volume com base em máquinas síncronas, assíncronas e de campo cruzado, mas abandonou-a em favor da presente organização. Todas as máquinas rotativas de campo cruzado apresentam (1) fluxos do estator e do rotor em quadratura; (2) geração de correntes do rotor que contribuem para a excitação dos fluxos em quadratura; e (3) uso da reação da armadura para dela tirar partido.

(a) Gerador com excitação independente. (b) Campo em quadratura devido à reação da armadura.

(c) Adição do enrolamento de compensação. (d) Diagrama vetorial.

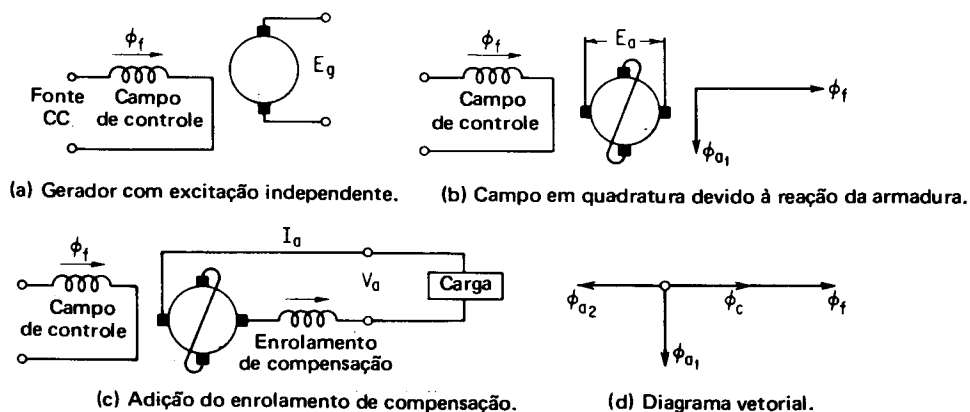



Fig. 11-25 — Desenvolvimento passo a passo do Amplidino.

do campo de controle que representa (na melhor das hipóteses) 1 por cento de sua potência de saída nominal. Sob estas circunstâncias, então, podemos considerar os geradores CC de excitação independente como *amplificadores de potência rotativos*, nos quais, por exemplo, cada ampère a 100 V (100 W) produz uma saída de 100 A (carga nominal) a 100 V. Então, efetivamente, *qualquer* gerador pode ser considerado como um amplificador de potência rotativo.

A Fig. 11-25b mostra o mesmo gerador com a sua armadura curto-circuitada. A fim de desenvolver a carga nominal, sem que se cause danos ao gerador, é necessário reduzir a excitação de campo até, digamos, um centésimo de sua excitação original. A corrente curto-circuitada nominal nos condutores da armadura produz um fluxo de reação de armadura ϕ_{a1}. Imaginando que o fluxo da armadura é do mesmo valor que o fluxo de campo, a mesma tensão, E_a, é agora gerada na armadura à mesma velocidade. Assim, uma corrente de campo de 1/100 da excitação original, ou 1/100 A é agora capaz de gerar a mesma tensão em uma máquina cujos condutores podem carregar a mesma corrente de carga, isto é, 100 A a 100 V.

Há, assim, *dois* estágios de amplificação produzidos dentro de *uma só* máquina. O primeiro estágio de amplificação ocorrido quando, à tensão reduzida, um fluxo de campo suficiente ocasionou a circulação da corrente nominal nos terminais em curto-circuito. O segundo estágio de amplificação ocorrido quando o fluxo em quadratura de reação da armadura produziu uma tensão gerada nos seus condutores da armadura (uma vez que qualquer gerador é um amplificador de potência rotativo). Desde que a geração produz um ganho de potência de 100 e, desde que ocorre a dupla geração no Amplidino, o ganho total de potência é 100 × × 100 ou 10.000.

O diagrama fasorial, Fig. 11-25d, mostra o resultado da corrente de carga circulando nos condutores da armadura quando se alimenta uma carga com E_a da Fig. 11-25b. Os condutores da armadura produzem um fluxo ϕ_{a2}, diretamente em oposição ao fluxo do campo de controle, ϕ_f. Seria altamente indesejável ter reação da armadura em quadratura como resultado do segundo estágio de amplificação, uma vez que ela se oporia ao campo principal e agiria como uma forte

realimentação negativa limitando a saída do Amplidino.[14] Como se vê na Fig. 11-25c, adiciona-se um enrolamento de compensação, cujo fluxo está no mesmo sentido do fluxo do campo de controle e cuja fmm varia com a corrente de carga. Sob todas e quaisquer condições de carga, portanto, o fluxo associado à corrente de carga ϕ_{a2} é sempre neutralizado pelo fluxo de compensação, ϕ_c. O Amplidino comporta-se, assim, como *dois* geradores em um e, usando a sua própria excitação da armadura, ele utiliza a mesma estrutura da armadura duas vezes. A resposta é muito mais instantânea, portanto, do que se se utilizassem duas máquinas, e o tamanho é a metade daquele requerido por duas máquinas.

O Amplidino comercial é projetado para fazer o fluxo da armadura em quadratura, ϕ_{a1}, tão grande quanto possível. Isto, por sua vez, resulta numa variação grande na tensão de saída, V_a, e na corrente de saída, I_a, mesmo para pequenas variações no fluxo do campo de controle, ϕ_f. Além disto, a máquina comercial é equipada com vários *pares* de enrolamentos de controle, para aumentar a versatilidade da máquina, cada par destinado a produzir a saturação normal à sua tensão nominal. Assim, um Amplidino pode ser equipado com um par de enrolamentos de controle de 6 V CC, um par de 12 V, um par de 24 V, etc. Entretanto, não é necessário operar os enrolamentos de controle aos pares de tensão. Os enrolamentos de controle são normalmente operados de maneira a se oporem uns aos outros, num método de fluxo diferencial (um enrolamento sendo uma referência e o outro um sinal de erro), embora eles possam ser operados aditivamente também. Assim, um enrolamento de *referência* de 24 V pode ser "amarrado" por um enrolamento de *realimentação* de 110 V.

Os ganhos em potência típicos variam com a capacidade do Amplidino. Uma unidade de 400 W tem um ganho de aproximadamente 5.000, e uma de 10 kW um ganho de aproximadamente 20.000. Entretanto, há um limite para o ganho e, quanto maior for este, mais lenta será a resposta (do Amplidino). O valor da amplificação depende do valor do fluxo de reação da armadura resultante do fluxo de campo. Conforme cresce o fluxo da armadura, um fluxo de campo maior é necessário para controlá-lo. Mas, se a densidade do fluxo em quadratura da armadura é muito alta, a adição ou subtração da fmm do campo de controle requer uma demora antes que o fluxo da armadura responda às variações no campo de controle.

A aplicação do Amplidino em laço fechado, como um amplificador de potência CC, no controle da tensão de um alternador, está mostrada na Fig. 11-26. (Outras aplicações do Amplidino e de outros amplificadores rotativos no controle da velocidade de motores, são vistas na Fig. 11-28.) Como se vê na Fig. 11-26, um Amplidino de 2 kW é utilizado para controlar a tensão de campo de um alternador trifásico de 200 kVA. A tensão de saída do alternador é convertida em CC através de um transformador abaixador e de um retificador, e alimenta um dos campos de controle. O outro é alimentado a partir de uma fonte CC independente (ou CA retificada), e representa uma forma de estabelecer a tensão de saída num valor de referência específico. Imaginemos que a tensão do alternador

---

[14] Na realidade, seria um gerador de Rosenberg, cuja corrente de saída é independente da velocidade, como resultado de um forte fluxo interno de realimentação (V. Seç. 11-14).

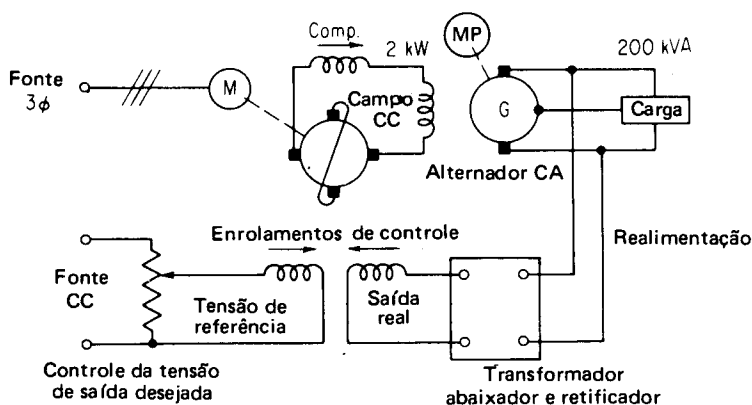



Fig. 11-26 — Controle de tensão no alternador, usando um Amplidino como amplificador CC num sistema a laço fechado.

aumente; isto, por sua vez, faz com que o enrolamento de controle CC "amarre" o campo de referência e reduza a excitação do Amplidino. A saída do Amplidino para o campo do alternador decresce, pois, e a saída do alternador conseqüentemente também decresce. Inversamente, se cai a tensão do alternador, a ação do enrolamento de realimentação, em oposição, é menor e a excitação do Amplidino é aumentada. A saída do Amplidino para o campo do alternador aumenta, e aumenta a tensão do alternador.

11-17. EXCITATRIZES DE CAMPO MÚLTIPLO — ROTOTROL E REGULEX

Vários amplificadores rotativos de campo múltiplo CC foram desenvolvidos após o aparecimento do Amplidino, devido ao fato de que *qualquer* gerador, cuja excitação e potência de saída possam ser controladas, é um amplificador rotativo eletromecânico de potência. Basicamente há três requisitos para qualquer amplificador rotativo de potência: (1) um alto grau de amplificação, ou seja, uma relação elevada entre a potência de saída da armadura e a potência de entrada do campo de controle; (2) uma resposta linear e relativamente rápida às variações da tensão aplicada aos enrolamentos do campo de controle; e (3) um mínimo, pelo menos, de dois campos de controle com a finalidade de detectar qualquer discrepância entre a saída desejada (campo de referência) e a saída real (campo de controle de realimentação).

Quer o "Rototrol" (desenvolvido pela Westinghouse), quer o "Regulex" (desenvolvido pela Allis Chalmers) empregam geradores *auto-excitados*. O Rototrol é um gerador-*série* CC auto-excitado e o Regulex é um gerador-*derivação* CC auto-excitado. Em ambos os casos, a excitação do campo auto-excitado é ajustada ou "sintonizada" por meio de um resistor variável, de modo que o gerador opera sobre uma linha de resistência do campo que coincide exatamente com a parte *linear* da curva de saturação. A Fig. 11-27a mostra o circuito do Rototrol e a sua

característica de saturação de gerador-série. A Fig. 11-27b mostra o circuito do Regulex e a sua característica de saturação de gerador-derivação.

Ambos os geradores são "sintonizados" através de um resistor de sintonia variável, ligados nos seus circuitos de campo, de modo que a linha da resistência de campo, representada por R_f nas Figs. 11-27a e b, coincida com o valor crítico da resistência de campo (V. Seç. 3-10). A tensão de saída é então ajustada por meio de excitação em ambos os campos, de *referência* (algumas vezes, chamado de campo *padrão* ou de comparação) e de *controle* (algumas vezes chamado de campo piloto, de sinal, ou de *realimentação*). Estes campos são enrolados na mesma estrutura de campo existente. A excitação é normalmente ajustada a um determinado valor entre *a* e *b*, representando o centro da porção linear da linha resistência de campo crítico. O ponto *a* em cada uma das curvas representa aquele valor de excitação produzido apenas pelo campo de excitação, enquanto que todos os valores entre *a* e *b* representam a excitação adicional produzida pelos fluxos combinados de referência e de controle.

Como se vê nas Figs. 11-27a e b, os enrolamentos de referência e de realimentação sempre produzem fluxos que estão em oposição (método do fluxo diferencial), o campo de referência auxiliando o fluxo do campo de excitação e o campo de realimentação se opondo àqueles dois.

(a) Esquema do Rototrol e curva de saturação.

(b) Esquema do Regulex e curva de saturação.

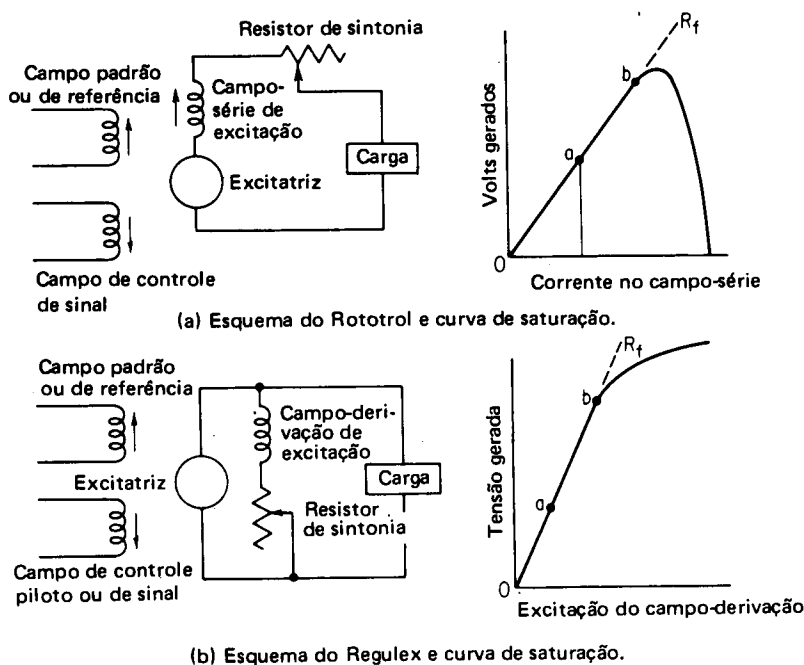



Fig. 11-27 — Excitatrizes de campo múltiplo.

Usam-se as excitatrizes de campo múltiplo para as mesmas finalidades e intenções do Amplidino. A Fig. 11-28 mostra três circuitos básicos utilizando o Rototrol para controle da tensão, da corrente e da velocidade, respectivamente.

Note-se que em dois deles é necessário um "transdutor" para converter em tensão CC a grandeza que está sendo controlada, isto é, a corrente ou a velocidade nas Figs. 11-28b e c.

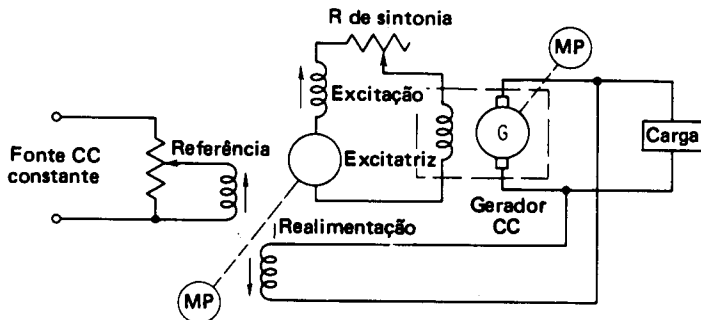
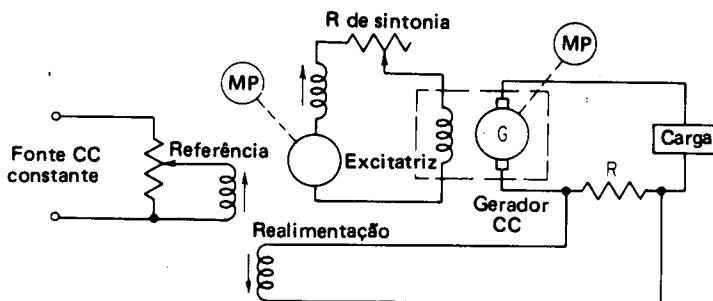
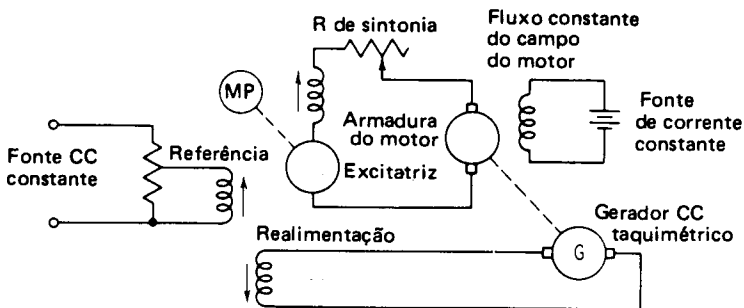
Uma fonte CC padrão ou de referência estabelece um fluxo de referência ou padrão. A tensão de saída do transdutor em oposição permite à excitatriz múltipla aumentar ou diminuir a sua saída, a fim de manter o controle da tensão,

(a) Controle de tensão.

(b) Controle de corrente constante.

(c) Regulação da velocidade de um motor.

Fig. 11-28 — Controle da tensão, corrente e velocidade por uma excitatriz de campo múltiplo (Rototrol).

da corrente ou da velocidade. Para converter, cada uma das aplicações vistas, ao uso do Regulex, é apenas necessário remover o campo-série da armadura da excitatriz e acrescentar um campo-derivação com o seu resistor de excitação. Similarmente, para converter cada uma das aplicações vistas na Fig. 11-28 ao uso como o Amplidino, é apenas necessário remover o resistor da excitação e fazer um curto-circuito através da armadura (V. Fig. 11-28d com Fig. 11-26).

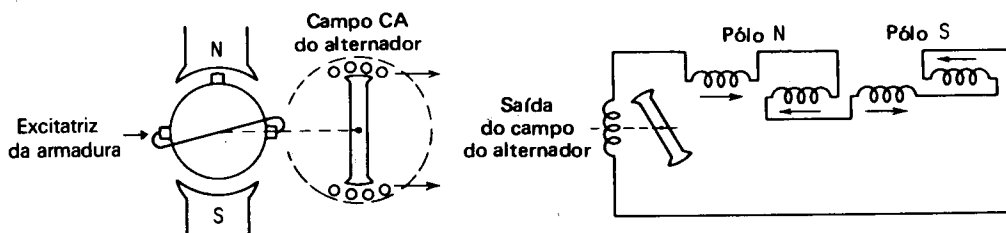



Fig. 11-29 — Enrolamentos de desmagnetização das excitatrizes de campo múltiplo.

Todos os geradores CC apresentam um *magnetismo remanente* no ferro do campo. O magnetismo remanente, nas curvas de magnetização vistas nas Figs. 11-27a e b, destruiria a linearidade da excitação e da saída. Todas as excitatrizes de campo múltiplo, incluindo o Amplidino, empregam *dispositivos de desmagnetização* para destruir o magnetismo remanente. O método mais comum de desmagnetização consiste de um gerador CA monofásico, que tenha um rotor de ímã permanente (Alnico), como se vê na Fig. 11-29. A saída do gerador CA alimenta os enrolamentos CA em oposição localizados nos campos dos pólos. Quando a excitação do campo de controle total é reduzida a zero, portanto, os enrolamentos CA neutralizam completamente o magnetismo residual e a tensão de saída da armadura é zero.

Deve-se notar que nem o Rototrol, nem o Regulex (amplificadores de um estágio) são capazes da amplificação possível com o Amplidino (um amplificador de dois estágios). Eles se limitam especificamente a aplicações de baixa potência e são construídos na gama de 500 – 2.000 W de capacidade de saída. Para a mesma pequena capacidade, eles são mais baratos que o Amplidino e mais fáceis de ligar; além disto, possuem a vantagem de ter menos susceptibilidade ao balanço, devido à resposta mais lenta e às menores amplificações em potência, embora estes dois últimos itens sejam também desvantagens.

11-18. MOTOR CC SEM ESCOVAS

A designação "motor CC sem escovas" não pode ser utilizada para descrever um projeto distinto de motor. Na última década, uma série de diferentes projetos surgiram nesta categoria. Atualmente, os vários projetos podem ser classificados segundo três tipos gerais:

a. Motores CC (sem escovas) com comutação eletrônica;
b. Motores CC inversores (sem escovas) CC/CA, operando alimentados em CC;
c. Motores CC (sem escovas) de rotação limitada.

Cada uma das três categorias acima engloba motores que usam técnicas e projetos diferentes. Até o presente, o estado da técnica é tão fluido e dinâmico que não há predominância de um só projeto em cada categoria. Esta seção não pretende descrever cada um dos tipos disponíveis atualmente. Antes, ela apresenta o leitor a alguns dos tipos mais comuns empregados correntemente em aviação e em sistemas de controle mais sofisticados.

Os motores CC sem escovas, embora genericamente mais caros para a mesma potência em HP, possuem certas vantagens sobre os motores com comutador e escovas, quais sejam:

1. requerem pouca ou nenhuma manutenção;
2. têm uma vida útil muito mais longa;
3. não há faiscamento nestes motores, eliminando-se a possibilidade de explosão ou radiação em RF;
4. não produzem partículas das escovas ou do comutador nem gases como subprodutos da operação;
5. podem operar submersos em fluidos, gases combustíveis e podem até ser hermeticamente lacrados;
6. são genericamente mais eficientes que os motores CC convencionais ou os servomotores CC com escovas;
7. fornecem uma resposta mais rápida (menor constante de tempo do servo) e uma característica razoavelmente constante, do torque de saída versus a corrente de entrada, o que os recomenda para aplicações como servomotores.

As desvantagens dos vários tipos são:

1. maior tamanho total devido ao espaço adicional para os componentes eletrônicos associados (embora os próprios motores sem escovas sejam normalmente menores que os motores CC convencionais para a mesma potência em HP);
2. maior custo inicial (mas com custo de manutenção reduzido);
3. escolha um tanto limitada (presentemente) em tamanhos de "linha", sendo necessárias encomendas "especiais" para aplicações particularizadas.*

11-18.1 MOTORES CC COM COMUTAÇÃO ELETRÔNICA (SEM ESCOVAS)

Todos os motores CC sem escovas, sob este título, têm um estator bobinado e um rotor com ímã permanente, como se vê na Fig. 11-30a. Montado no eixo do rotor há algum tipo de *transdutor-sensor da posição do rotor*, que serve como entrada para o sistema de chaveamento por componentes de estado sólido, eliminando a necessidade do comutador e das escovas.

*O item refere-se à produção americana; no Brasil, não há itens de linha neste tipo de máquinas.

O motor comutado eletronicamente, que se vê na Fig. 11-30a, incorpora 3 chaves com componentes de estado sólido (transístores) em série com seus 3 enrolamentos do estator, equivalendo a um motor de escovas com 3 barras comutadoras. (Vários projetos comerciais empregam de 6 a 12 e até 100 ou mais enrolamentos do estator e transístores do estado sólido ou chaves de SCRs.)

Solidário com o eixo do motor está um *escudo ou blindagem à luz*, em forma de excêntrico, que "sente" a posição do rotor e ativa a chave do transístor de sua posição desligada até uma condição de saturação, excitando assim o correspondente enrolamento do estator que fornecerá o torque. A técnica vista na Fig. 11-30a é uma técnica que utiliza um sensor fotoelétrico, e é seguidamente utilizada. Os motores comerciais com comutação eletrônica usam outras técnicas de sensores, tais como transdutores magnéticos, transdutores de cristais de Hall, sensores eletrostáticos, bobinas de indução eletromagnéticas, etc. A função do transdutor ou sensor é fornecer o sinal para ativar uma determinada chave de transístores, de sua posição desligada para o estado de saturação. O transístor, assim, fecha o circuito de sua respectiva bobina de torque. O motor visto na Fig. 11-30a funciona como se segue:

(a) Comutação eletrônica.

(b) Circuito de chaveamento e sensores na montagem em estado sólido.

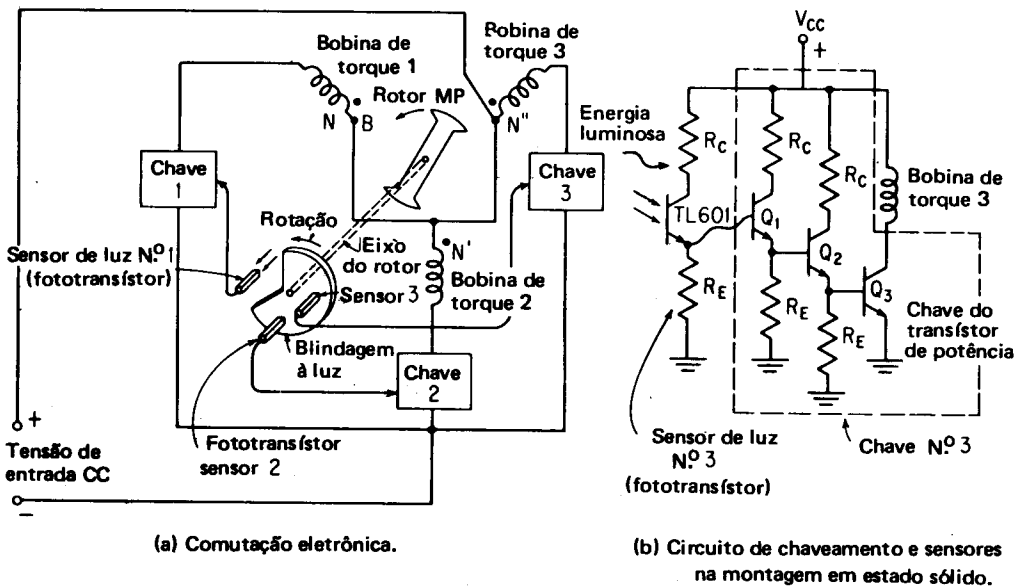



Fig. 11-30 — Comutação eletrônica para um motor CC sem escovas.

1. O fototransístor 1 ativa a chave do transístor 1 na posição A mostrada. Os fototransístores 2 e 3 não são ativados, uma vez que a fonte de luz (não representada) é bloqueada pela blindagem à luz.
2. A chave do transístor 1 energiza a bobina 1, que está enrolada num sentido tal que produza um pólo de polaridade oposta à do ímã permanente no rotor. O rotor é atraído da posição A para a posição B.

3. Na posição B, o fototransístor 1 e a bobina 1 correspondente são desativados e o fototransístor 2 é ativado. Este, por sua vez, ativa o transístor 2 e energiza a bobina 2, sendo que esta atrai o rotor da posição B para a posição C.
4. A ação do sensor e da chave é a de energizar seqüencialmente, de cada vez, cada um dos enrolamentos de torque do estator para fornecer rotação contínua do eixo do rotor no mesmo sentido (anti-horário, no caso, como se vê na Fig. 11-30a).

Em aplicações comerciais, o sensor fototransístor e o circuito de chaveamento transistorizado emprega estágios de amplificação de corrente (Q_1 e Q_2), com um transístor de potência (Q_3) como a chave de saída em série com cada bobina respectiva de torque do estator, como se vê na Fig. 11-30b. O coletor e os resistores polarizadores da grade dos emissores são escolhidos para polarizar a grade do fototransístor (TL 601) e os transístores até a saturação plena, quando conduzindo, e para conter o fluxo na ausência de um sinal positivo na base de cada transístor *npn*. Desde que os transístores estão conduzindo em apenas uma pequena fração de volta, as perdas de potência neste amplificador são muito menores que quando o operamos continuamente na região ativa. Em muitos projetos comerciais, o conjunto amplificador-chave eletrônica transistorizada é localizado externamente e à distância do motor sem escovas.

11-18.2 O MOTOR CC TIPO INVERSOR CC/CA (SEM ESCOVAS)

Uma série de motores CC sem escovas emprega um servomotor CA (Seç. 11-14) em conjunto com um *inversor* eletrônico para operação a partir de uma fonte CC. O conjunto do inversor eletrônico pode ser separado ou incorporado dentro da carcaça do motor CA (tipo potência inteira). Os inversores são normalmente padronizados para entradas CC de 12 V ou 24 a 28 V, fornecendo saídas de 50, 60 ou 400 Hz para motores de indução padronizados de pólo ranhurado ou caneca (Seç. 11-14), ou do tipo de histerese, ou ainda motores síncronos monofásicos (Seç. 8-28). O circuito do inversor incorpora normalmente técnicas para a variação da freqüência de saída e/ou da tensão CA, para fornecer uma variedade de velocidades de saída. Alguns conjuntos eletrônicos incluem mesmo opções para *entrada* CA ou CC, resultando um conjunto universal de controle de velocidade, com freqüências de entrada desde CC até 400 Hz, a uma série de tensões de entrada.

Conquanto os conjuntos do tipo inversor não sejam tão eficientes quanto os conjuntos de comutação eletrônica, eles têm as vantagens da velocidade constante e da baixa inércia nos tamanhos menores, típicas das características dos motores de indução caneca CA. (Seç. 11-14.)

11-18.3 MOTORES CC DE ROTAÇÃO LIMITADA (SEM ESCOVAS)

As duas classes anteriores de motores CC sem escovas destinam-se à operação em rotação contínua. Os motores de rotação limitada, entretanto, só fornecem um torque de saída até um máximo de 180° (mais ou menos 90° nos sentidos horário

e anti-horário). Não é necessária comutação em tais motores, uma vez que não é necessária uma corrente reversa para produzir a rotação contínua.

Motores de rotação limitada têm um rotor com ímã permanente e um estator bobinado. Quando o estator é energizado por uma fonte CC, o rotor de ímã permanente é acionado no sentido horário ou no anti-horário, dependendo da polaridade da fonte que energiza o enrolamento do estator, fornecendo um torque razoavelmente constante dentro dos 90° de rotação em qualquer dos sentidos.

Os motores de rotação limitada têm aplicação como motores de torque para articulações giroscópicas em elementos estáveis de plataformas espaciais, em motores que acionam as penas para indicadores gráficos, como fornecedores de torque para o ajuste fino de posição com servomecanismos, e como servomotores CC para instrumentos, tais como indicadores tacométricos CC.

Alguns motores sem escovas, de rotação limitada, têm a aparência de motores homopolares, uma vez que eles utilizam uma "panqueca" de discos chapeados sem carcaça, que não usam comutador para servirem como produtores de torque. Deve-se notar que o motor homopolar (Seçs. 1-11 e 11-4) não precisa comutador, mas *não pode* ser incluído como um "motor sem escovas", porque se necessitam de escovas em cada extremidade do disco do rotor.

BIBLIOGRAFIA

1. ALEXANDERSON, E. F. W.: EDWARDS, M. A.: BOWMAN, K. K. The amplidyne generator — a dynamoelectric amplifier for power control. *General Electric Review*, Mar. 1940.
2. ALGER, P. L. & ERDELYI, E. Electromechanical energy conversion. *Electro-Technology*, Sept. 1961.
3. ARROTT, W. The "S-generator" metadyne for high-performance dc drives. *Electrical Manufacturing*, May 1959.
4. BACHELER, A. T. A comparison of adjustable frequency ac and synchronic systems for synchronized drives. *AIEE Paper CP 58-808.*
5. BEWLEY, L. V. *Tensor analysis of electrical circuits and machines.* New York, Ronald Press, 1961.
6. CAMPBELL, S. J. Integral horsepower synchro systems. *Electrical Manufacturing*, Nov. 1953.
7. CARR, C. C. *Electrical machinery.* New York, Wiley & Sons, 1958.
8. CROSNO, C. D. *Fundamentals of electromechanical conversion.* New York, Harcourt, Brace, Jovanovich, 1968.
9. DANIELS. *The performance of electrical machines.* New York, McGraw-Hill, 1968.
10. FITZGERALD, A. E. & KINGSLEY, C. *The dynamics and statics of electromechanical energy conversion.* 2. ed. New York, McGraw-Hill, 1961.
11. FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, JR. C.; KUSKO, A. *Electric machinery.* 3. ed. New York, McGraw-Hill, 1971.
12. FINK, R. A. The brushless dc motor. *Control Engineering*, June 1970, p. 75-80.
13. —. The brushless motor: types and sources. *Control Engineering*, Aug. 1970, p. 42-5.
14. GEMLICH, D. K. & HAMMOND, S. B. *Electromechanical systems.* New York, McGraw-Hill, 1967.

15. HEUMANN, G. W. Power selsyn operation. In: —. *Magnetic control of industrial motors.* New York, Wiley & Sons, 1961. v. 2, p. 167.
16. HINDMARSH, J. *Electrical machines.* Elmsford, N. Y., Pergamon, 1965.
17. HOWARD, W. Combining hydraulic torque converters with ac motors. *Electrical Manufacturing,* Feb. 1957.
18. JONES, C. V. *The unified theory of electrical machines.* New York, Plenum, 1968.
19. LEVI, E. & PANZER, M. *Electromechanical power conversion.* New York, McGraw-Hill, 1966.
20. LITTMAN, B. An analysis of rotating amplifiers. *Proc. AIEE,* Sec. P796, 1947.
21. LIWSCHITZ, M. M. The multistage Rototrol. *Proc. AIEE,* Sec. P796, 1947.
22. MAJMUDAR, H. *Introduction to electrical machines.* Boston, Allyn and Bacon, 1969.
23. MEISEL, J. *Principles of electromechanical energy conversion.* New York, McGraw-Hill, 1966.
24. MONTGOMERY, T. B. Regulex — instability in harness. *Allis-Chalmers Electrical Review.* Second and Third Quarters, 1946.
25. MYLES, A. H. Fundamentals of tie-motor control. *Control Engineering,* Jan. 1959.
26. NASAR, S. A. *Electromagnetic energy conversion devices and systems.* Englewood Cliffs, N. J., Prentice-Hall, 1970.
27. NEWTON, G. C. Comparison of hydraulic and electric servo motors. In: NATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL HYDRAULICS. *Proc. 5th meeting.* Chicago, Armour Research Foundation, 1949.
28. O'BRIEN, D. G. DC torques motors for servo applications. *Electrical Manufacturing,* July, 1959.
29. O'KELLY & SIMMONS. *An introduction to generalized electrical machine theory.* New York, McGraw-Hill, 1968.
30. PESTARINI, J. M. *Metadyne statics.* New York, Wiley & Sons, 1952.
31. PUCHSTEIN, A. F. *The design of small direct current motors.* New York, Wiley/Interscience, 1961.
32. ROSA. *Magnetohydrodynamic energy conversion.* New York, McGraw-Hill, 1968.
33. SAUNDERS, R. M. Dynamoelectric amplifiers. *Electrical Engineering,* Aug. 1950.
34. SCHMITZ, N. L. & NOVOTNY, D. W. *Introductory electromechanics.* New York, Ronald Press, 1965.
35. SEELY, S. *Electromechanical energy conversion.* New York, McGraw-Hill, 1962.
36. SELMON. *Magnetoelectric devices: transducers, transformers and machines.* New York, Wiley/Interscience, 1966.
37. SISKIND, C. S. *Electrical machines — direct and alternating current.* 2. ed. New York, McGraw-Hill, 1959.
38. —. *Direct-current machinery.* New York, McGraw-Hill, 1952.
39. SKILLING, H. H. *Electromechanics: a first course in electromechanical energy conversion.* New York, Wiley/Interscience, 1962.
40. THALER, G. J. & WILCOX, M. L. *Electric machines: dynamics and steady state.* New York, Wiley/Interscience, 1966.
41. WALSH, E. M. *Energy conversion — electromechanical, direct, nuclear.* New York, Ronald Press, 1967.
42. WHITE, D. C. & WOODSON, H. H. *Electromechanical energy conversion.* New York, Wiley/Interscience, 1959.
43. WILLIAMS, J. R. *The amplidyne.* Electrical Engineering, May 1946.

QUESTÕES

11-1. a. Quais as desvantagens que ocorrem ao se utilizar um gerador-derivação comum para dar carga a baterias CC?
b. Utilizando a característica sob carga do gerador-derivação, explique por que ocorrem estas desvantagens.
c. Usando a característica do gerador de pólo desviador, explique como o gerador de pólo desviador se adapta idealmente ao carregamento de baterias.

11-2. Usando a Fig. 11-1, explique como se mantém o mesmo fluxo mútuo no entreferro
a. a vazio
b. a plena carga
c. se a *fmm* produzida pelo campo desviado ocasiona um acréscimo muito grande da tensão de saída. Quais as modificações que seriam necessárias? (Indicação: Veja a Seç. 3-19.)

11-3. Qual é a tensão de saída relativa para velocidades altas, baixas e médias no gerador de três escovas, que tenha
a. uma carga de resistência elevada?
b. uma carga de resistência baixa?

11-4. Para o gerador de três escovas,
a. quais as modificações de projeto específicas que são exigidas em comparação com um gerador-derivação?
b. como se aumenta a relação de carregamento, independentemente da velocidade da máquina primária?
c. qual a função de interromper-se a corrente no sentido inverso?
d. explique por que ele foi superado, no carregamento de baterias, pelo
   1. gerador-derivação
   2. alternador.

11-5. a. Utilizando a regra da mão direita do gerador, determine a polaridade do eixo do gerador homopolar representado na figura da nota de rodapé da Seç. 1-11, se a parte superior do disco de Faraday gira no sentido do observador.
b. Por que se diz que o gerador homopolar é o único gerador CC verdadeiro?
c. Como pode ser invertida a polaridade das escovas do gerador homopolar comercial, representado na Fig. 11-3a? Dê 2 métodos.
d. Como se pode inverter a polaridade do gerador MHD? Dê 2 métodos.
e. Qual a modificação necessária para se produzir um gerador MHD CA?
f. Quais as vantagens possíveis de geração MHD, pelo princípio de Faraday, em comparação ao sistema de geração a vapor convencional, utilizando um alternador?
g. Qual o significado da afirmativa de que "com a fusão nuclear a temperaturas elevadas, voltamos novamente à primeira descoberta de Faraday"? Explique.

11-6. a. O dinamotor foi chamado de "transformador CC". Explique.
b. Por que o dinamotor apresenta um maior rendimento que um conjunto MG convencional na conversão de CC de baixas e altas tensões, e vice-versa?
c. Enumere as vantagens e desvantagens do dinamotor em contraposição ao conjunto MG convencional.
d. Por que nunca se utilizam reostatos de campo nos dinamotores?
e. Por que nunca se compensa a reação da armadura dos dinamotores?
f. Qual a função do comutador na saída de um dinamotor?

11-7. a. Por que se necessita apenas um enrolamento num conversor síncrono, enquanto são necessários dois num dinamotor?
b. O que é um conversor direto?

c. O que é um conversor invertido?
d. Por que se usam extensivamente os conversores polifásicos, mas nunca se usam os monofásicos?

11-8. Para uma dada capacidade em kW de um gerador CC, explique o efeito na saída em kVA de um conversor síncrono polifásico ao
a. aumentar-se o número de fases e o número de anéis coletores
b. aumentar-se o número de pólos
c. aumentar-se o fator de potência da carga no conversor
d. utilizar-se um enrolamento que aumente o número de derivações no rotor.

11-9. a. Em vista de suas respostas à questão 11-8a, explique por que os conversores síncronos são normalmente máquinas de 6 fases, em vez de 12 ou 24 fases.
b. Quais os métodos utilizados para controlar a tensão CC de saída do conversor visto na Fig. 11-8?
c. Por que se utiliza uma ligação estrela hexafásica na Fig. 11-8?
d. Como se dá partida ao conversor direto da Fig. 11-8?

11-10. Sob que condições é possível obter-se CC e CA a partir de um conversor síncrono rotativo?

11-11. a. Enumere 4 métodos de obter-se um sistema CC a 3 fios.
b. Qual deles é o preferível, em termos de rendimento global e facilidade de manutenção?

11-12. A partir dos sentidos de corrente vistos na Fig. 11-10a e do sentido vertical de quedas e aumentos de tensão, que se vêem na Fig. 11-10b, desenvolva uma regra para quedas de tensão
a. quando a corrente circula de uma fonte à esquerda para uma carga à direita
b. quando a corrente circula de uma carga à direita para uma fonte à esquerda (Indicação: V. Exemplos 11-6 e 11-7)
c. por que é mais simples utilizar-se a regra acima que as leis de Kirchhoff?

11-13. Por que o método da queda de tensão no alimentador, utilizando a regra acima, é preferível ao método da carga em malhas, utilizando as leis de Kirchhoff? Dê 3 razões.

11-14. Usando papel milimetrado linear e um diagrama dimensionado semelhante ao da Fig. 11-10b, verifique as respostas dadas na Tabela do Exemplo 11-8.

11-15. Quais os tipos de dispositivos elétricos ou máquinas que melhor se adaptam à conversão de grandes potências
a. de CC a CA polifásica?
b. de CA polifásica a CC?
c. de CA 3ϕ a CA 12ϕ?
d. de CA 1ϕ a CA 3ϕ?
e. Explique o significado da frase "nenhum sistema monofásico pode ser transformado num sistema polifásico".

11-16. Para o conversor de fase de indução, visto na Fig. 11-1,
a. compare o seu rendimento de conversão com o de um conjunto de duas unidades MG, e explique por que este último é raramente utilizado
b. compare o seu método de partida e funcionamento com o de um conversor rotativo de monofásico e trifásico, e explique por que o último nunca é utilizado
c. explique como se consegue o ajuste da tensão de saída
d. explique por que se necessita de apenas um único caminho pelo fio "trole" e um pelo trilho, ou em sistema de "duplo trilho" para alimentá-lo, em contraposição a um sistema trifásico.

11-17. Um fazendeiro obtém água a partir de um poço profundo, cuja bomba é acionada por um motor trifásico de $\frac{1}{2}$ HP, 110 V. A fornecedora se recusa a alimentá-lo em trifásico, devido à sua localização remota e aos seus poucos requisitos de carga.

O filho do fazendeiro, cujo *hobby* é rebobinar motores elétricos de fase dividida e transformadores, acabou de ler a Seç. 11-10 e sabe que há uma solução para a conversão de um sistema monofásico 110 V em trifásico. Mas ele não sabe quais devem ser as tensões nominais dos diferentes componentes da Fig. 11-1c. Você pode ajudá-lo? Indicação: V. a Seç. 13-18 e a Fig. 13-35c.

11-18. Dê o propósito dos diferentes dispositivos selsin:
a. transmissor
b. receptor
c. transformador de controle
d. transmissor diferencial
e. receptor diferencial.

11-19. a. Qual dos cinco dispositivos selsin, mencionados acima, possui amortecedor, e por quê? Este fato pode ser usado para distinguir transmissores de receptores?
b. Com base na sua resposta a (a) acima, explique por que os que não têm amortecedores são sempre acoplados mecanicamente a um sistema de engrenagens.
c. Por que é possível usar um receptor como transmissor, mas é impossível usar um transmissor como receptor?
d. Quais dos 5 dispositivos selsin têm rotores de pólos salientes, e quais os que os têm de pólos não salientes?
e. Explique por que os dispositivos selsin não são considerados como máquinas "rotativas".

11-20. Desenhe um diagrama semelhante ao da Fig. 11-12 para as seguintes aplicações navais:
a. um indicador para a ponte de comando, mostrando a posição do seu leme
b. um indicador na sala de máquinas, mostrando os comandos relativos à velocidade da máquina e sua direção.

11-21. A partir de um estudo da Fig. 11-12, explique
a. como o operador pode orientar a sua antena num sentido determinado em graus
b. como o operador pode determinar se há bloqueio mecânico da transmissão ou da antena
c. como é possível, para o operador, determinar a sua posição navegacional a partir de dois sinais de rádio de bases terrestres de localização e freqüência conhecidas e diferentes. (Indicação: O máximo sinal de rádio significa que a antena está perpendicular à fonte.)

11-22. a. Desenhe uma aplicação aérea (correspondência entre os "flaps" das asas direita e esquerda), usando a Fig. 11-13.
b. Repita (a), usando a Fig. 11-14.

11-23. Usando o princípio visto na Fig. 11-15, projete e desenhe um sistema para
a. elevar e abaixar cargas pesadas de um navio atracado
b. acionar o leme do navio. (Inclua o sistema da questão 11-20a.)

11-24. a. Explique por que as sobrecargas são particularmente perigosas para os dispositivos selsin (não rotativos).
b. Dê 3 condições possíveis que levarão à sobrecarga nos circuitos primário do rotor e secundário do estator dos dispositivos selsin.
c. Explique por que é necessário ter indicadores de sobrecarga e indicadores de fusíveis, respectivamente, nos circuitos do estator e do rotor, dos sistemas selsin.

11-25. Explique o método de ajuste do zero de dispositivos selsin
a. quando os rotores têm liberdade de movimento
b. quando os rotores estão acoplados mecanicamente a uma carga.

11-26. a. Por que é necessário ajustar o zero dos transmissores e dos receptores de todos os selsin num sistema?

b. Como é afetada a precisão do sistema quando há uma falha no dial de ajuste fino do zero?

11-27. a. O que são selsins ou sincros potência, e por que esta denominação não é correta?
b. Por que a denominação gerador ou motor sincronizante é melhor adaptada aos motores de indução de rotor bobinado, utilizados em sistemas a laço síncrono?
c. Imaginando que a máquina primária 2, na Fig. 11-19a, aumente a sua velocidade, explique a ação do sistema a laço síncrono representada.
d. Se as máquinas primárias 1 e 2 são motores CC de 20 HP, qual seria a capacidade dos sincros potência que manterão o laço síncrono?

11-28. Mostre como o sistema a laço síncrono pode ser utilizado para manter um andaime pesado na posição horizontal, enquanto ele é elevado por duas talhas motorizadas, uma em cada extremidade. Os motores de içamento são motores de indução de 50 HP. Desenhe um diagrama mostrando todas as ligações elétricas e mecânicas. Especifique a capacidade dos sincros potência.

11-29. a. Quais as fontes eletrônicas usadas para controlar servomecanismos CC?
b. Dê 4 tipos de servomecanismos CC.
c. Para cada tipo, indique especificamente a gama de potência.

11-30. a. Qual é a vantagem do método de controle visto na Fig. 11-20a, e por que é limitado a motores pequenos? Por que o motor deixa de disparar na ausência de corrente de campo?
b. Qual é a vantagem do servomotor visto na Fig. 11-20b e por que este método se adapta particularmente a motores extremamente grandes?
c. Qual é a vantagem do servomotor visto na Fig. 11-20c e por que o seu uso é limitado principalmente a servomecanismos CC de instrumentos?

11-31. a. Dê duas razões pelas quais os servomecanismos CC são genericamente do tipo de campo dividido.
b. Qual é a vantagem do servomotor de campo dividido, visto na Fig. 11-21a, e porque seu uso é limitado à potência fracionária?
c. Qual é a vantagem do servomotor CC de excitação-série direta e campo dividido visto na Fig. 11-21b e por que é utilizado em potências inteiras?

11-32. a. Para servomecanismos pequenos e sensíveis, dê 4 razões pelas quais os servomecanismos CA são preferíveis em relação aos CC.
b. Por que os tipos preferidos CA são os de fase dividida, pólo ranhurado e motores caneca?
c. Que tipos de servomotores levam aos maiores requisitos de potência?
d. Que tipos de servomotores genericamente levam aos menores requisitos de potência?

11-33. a. Dê uma vantagem do servomotor bifásico em relação ao tipo de pólo ranhurado, que se vê na Fig. 11-22.
b. Discuta o projeto do servomotor segundo o princípio do rotor caneca e mostre por que ele é utilizado extensivamente nos projetos de rotores de servomecanismos bifásicos.
c. Como se usa o princípio no amortecimento magnético do motor caneca em servomotores CA e CC?
d. Quais as desvantagens deste método de amortecimento em comparação ao amortecimento por fricção?
e. Por que o amortecimento é necessário em servomotores, especificamente, e em servo-sistemas de modo genérico?

11-34. a. Qual a particularidade do gerador de Rosenberg em relação aos demais geradores?
b. Descreva a construção do gerador de Rosenberg.
c. Descreva o princípio de operação do gerador de Rosenberg.

d. Como se consegue a corrente constante, independentemente da velocidade?
e. Como é mantida constante a polaridade das escovas, independentemente do sentido de rotação?

11-35. a. Em que aspectos a construção e a teoria do amplidino é semelhante à do gerador de Rosenberg?
b. Quais as três características apresentadas por todas as máquinas de campos cruzados?
c. Explique a afirmativa, "qualquer gerador de excitação independente é um amplificador de potência rotativo".
d. Use a explicação para (c), para mostrar como um alternador pode ser considerado um amplificador CC-CA de um só estágio.

11-36. a. Explique como o amplidino funciona como um amplificador CC-CC de dois estágios.
b. Qual é o ganho de potência típico de um amplidino?
c. Explique por que os maiores ganhos de potência levam a respostas mais lentas.

11-37. a. Enumere três requisitos de projeto para qualquer amplificador de potência rotativo.
b. Utilizando a sua resposta à questão 11-35c, explique como um gerador-série de excitação independente pode servir de amplificador rotativo, de um estágio.
c. Repita (b) para um gerador-derivação de excitação independente.
d. Em que porção da curva de magnetização operam normalmente estes amplificadores?
e. Como se elimina a tensão devida ao magnetismo residual?

11-38. Desenhe um diagrama esquemático mostrando como um amplificador rotativo, realimentado, de um estágio, tipo Regulex é utilizado para manter constante
a. a tensão de saída de um gerador CC
b. a corrente de saída de um gerador CC
c. a velocidade de um motor CC.

11-39. Descreva 3 categorias gerais de motores CC sem escovas.

11-40. Enumere 7 vantagens e 3 desvantagens de motores CC sem escovas em comparação com os motores CC convencionais.

PROBLEMAS

11-1. O gerador de três escovas, visto na Fig. 11-2a, é normalmente ligado com a sua escova negativa aterrada ao chassi do veículo. Explique o que pode ocorrer, se o gerador for acionado à velocidade normal, sob cada uma das condições seguintes
a. Aterramento acidental da terceira escova
b. Aterramento acidental da escova positiva
c. Ligação acidental dos terminais de campo através da terceira escova e da escova principal errada
d. Ligação acidental dos terminais de campo através das escovas positiva e negativa
e. Inversão do sentido de rotação da máquina primária (quando ensaiada num laboratório, antes da instalação).

11-2. Um gerador homopolar consiste de um disco de cobre de 36 polegadas de diâmetro, que gira a 5.000 rpm, num campo de 80.000 linhas/pol^2. O eixo do gerador tem 2 pol de diâmetro. Calcule:
a. A tensão induzida entre a superfície externa do disco de cobre e a externa do eixo.
b. Se o disco do problema fosse mantido estacionário e o campo girasse a 5.000 rpm no *mesmo* sentido, explique a natureza da fem nas escovas.
c. Se se ligasse uma fonte CC de 67,7 V às escovas do gerador homopolar comercial, visto na Fig. 11-3a, observando a mesma polaridade das escovas, qual seria o sentido de rotação do motor homopolar? Explique.

11-3. Um conjunto gerador-motor CC, cujo gerador é de 250 V a 320 mA e o motor que o aciona, de 1/6 HP, cuja potência nominal de entrada é 12 V e 16 A, é substituído por um dinamotor de saída idêntica, com uma entrada de 7,5 A e uma tensão CC de 12 V. Calcule
   a. O rendimento total do conjunto MG.
   b. O rendimento do motor CC e do gerador, respectivamente.
   c. O rendimento do dinamotor.
   d. A economia anual, se o conjunto funciona 18 horas/dia a um custo de Cr$ 0,8/kW hora.

11-4. Um conversor rotativo de 25 kW é alimentado a 550 V, a partir de uma fonte monofásica, e funciona a um fator de potência de 0,9 em atraso num rendimento de 92 por cento para a carga nominal. Desprezando as quedas de tensão nos enrolamentos, calcule
   a. A tensão e a corrente CC de saída.
   b. A corrente CA solicitada à fonte.

11-5. O conversor do problema 11-4 é operado como um conversor *invertido*, a partir de uma fonte CC 800 V, com o mesmo rendimento a plena carga. Desprezando as quedas de tensão nos enrolamentos, calcule
   a. A tensão e a corrente de saída CA.
   b. A corrente CC a plena carga.

11-6. Um conversor síncrono CC hexafásico, de 1.000 kW, 250 V opera como um conversor direto a um rendimento de 94 por cento a plena carga e a um fator de potência de 0,9 em atraso. Ignorando as quedas da tensão, calcule
   a. A tensão CA entre anéis coletores
   b. A corrente CC de saída a plena carga
   c. A corrente CA drenada do secundário do transformador de alimentação de trifásico a hexafásico
   d. Os kVA totais do transformador trifásico a hexafásico.

11-7. Os dados de placa de um conversor rotativo são: 900 rpm, 550 V, CC, 500 kW, 60 Hz, 12 fases, FP 0,85, rendimento 0,92. Calcule
   a. O número de pólos do campo estacionário.
   b. A corrente CC de saída a plena carga.
   c. A tensão CA entre anéis coletores.
   d. A corrente CA.
   e. A capacidade em kVA de cada um dos três transformadores necessários para realizar a transformação de fases necessária.

11-8. Se se requer que um conversor síncrono entregue 1 kA em CC, calcule a corrente CA de entrada de um conversor com um rendimento de 90 por cento com fator de potência unitário, equipado com
   a. 12 anéis coletores
   b. 6 anéis coletores
   c. 3 anéis coletores
   d. 2 anéis coletores, monofásico.

11-9. Interpolando, a partir dos dados da Tabela 11-2, calcule os seguintes valores relativos
   a. O fator de potência no qual um conversor dodecafásico pode operar e ainda ter a mesma saída relativa que um conversor trifásico, que funcione com fator de potência unitário.
   b. Repita (a) para o fator de potência de um conversor hexafásico.
   c. O percentual de acréscimo da saída relativa de um conversor hexafásico em relação a um trifásico, cada um operando com um fator de potência de 0,8.

d. O percentual de acréscimo da saída relativa de um conversor dodecafásico em relação a um trifásico, cada um operando com um fator de potência de 0,9.

11-10. Um sistema monofásico CA, a três fios, 250 V/125 V alimenta um edifício, cuja carga é essencialmente resistiva. A carga 1 (metade oeste do edifício) é ligada entre a linha 1 e o neutro, e a carga 2 (metade leste) é ligada entre a linha 2 e o neutro. Os alimentadores das linhas e do neutro têm resistências de 0,05 Ω, cada. Calcule as tensões aplicadas às cargas (1 e 2, respectivamente) sob as seguintes condições de carga tabeladas abaixo:

	Carga 1	*Carga 2*	V_1	V_2
a.	300	300		
b.	300	200		
c.	100	300		
d.	300	0 (Fusível aberto na linha)		

11-11. Um fogão elétrico comercial, projetado para operação a partir de um sistema CA monofásico, 230 V/115 V a três fios, consiste de quatro bocas de 500 W cada, ligadas entre uma linha e neutro, com um forno 3.000 W ligado entre a outra linha e neutro. Cada parte da instalação é alimentada com 3 alimentadores N.° 6 RH tendo uma resistência de 0,4Ω/1.000 pés. A distância média da fonte à instalação, alimentada por um serviço de três fios, é de 600 pés. Uma série de consumidores, que compraram o fogão, queixaram-se ao fabricante de que as bocas são mais quentes quando o forno está ligado do que quando ele está desligado. O fabricante culpou a empresa pública fornecedora de energia, alegando que a condição teria ocorrido devido a uma falha na regulação de tensão da mesma. O instalador alega que o projeto é mau e que o problema é do fabricante.

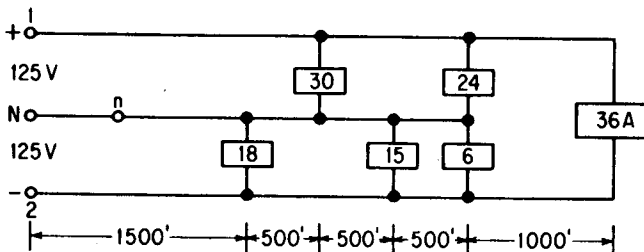
a. Mostre, através do cálculo, qual alegação é a correta, calculando a tensão nas bocas com e sem o forno ligado.
b. Calcule a porcentagem de aumento de potência do forno.
c. Sugira uma modificação de projeto que possa eliminar a dificuldade.

11-12. Um fogão elétrico competitivo é vendido no comércio tendo um forno com 230 V de tensão nominal e quatro bocas, cada uma de 500 W. Um par de bocas é ligado entre cada linha e neutro, para manter o equilíbrio do sistema a três fios. Calcule as tensões aplicadas por boca:

a. quando o forno está desligado
b. quando um par de bocas está ligado e o forno desligado
c. quando uma boca está ligada e o forno desligado.

Todos os alimentadores de linha e neutro são os mesmos do problema 11-11.

11-13. Um sistema de distribuição a três fios, 250 V/125 V, tem várias cargas localizadas como se vê na figura. As linhas 1 e 2 usam fio N.° 3 AWG (0,2 Ω/1.000 pés) e o neutro é fio N.° 6 AWG (0,4 Ω/1.000 pés). Para as cargas indicadas

a. desenhe um diagrama que mostre todas as correntes e seus sentidos, incluindo as correntes de neutro

b. calcule as tensões em todas as cargas
c. calcule a tensão entre a linha 1 e o neutro a uma distância de 2.500 pés da fonte
d. calcule a tensão entre a linha 2 e o neutro a uma distância de 2.000 pés da fonte
e. qual o lado de mais carga e por quê?
f. que conclusões você pode tirar com relação ao dimensionamento dos alimentadores?
g. por que a tensão entre a linha 2 e o neutro é maior a 2.000 pés da fonte que a 1.500 pés?

11-14. A resistência do campo de controle de um Regulex de campos múltiplos é 240 Ω. Uma corrente no campo de controle de 80 mA produz uma tensão de saída de 250 V em um enrolamento de campo de um alternador com 250 Ω, cuja tensão é regulada pelo excitador de campos múltiplos. Calcule:
a. A amplificação de potência
b. O fator de amplificação de tensão do Regulex.

11-15. Um Amplidino usado na mesma aplicação, com a mesma carga que a do problema 11-14, requer uma corrente de 15 mA através da resistência de 125 V do campo de controle para que se produza a mesma tensão de saída. Calcule
a. A amplificação de potência.
b. O fator de amplificação de tensão do Amplidino.

RESPOSTAS

11-2(a) 67,7 V 11-3(a) 41,67 por cento (b) 64,8 por cento, 64,3 por cento (c) 88,8 por cento (d) Cr$ 536,00 11-4(a) 777 V, 34,4 A (b) 54,9 A 11-5(a) 565,5 V, 44,2 A (b) 34 A 11-6(a) 88,5 V (b) 4.000 A (c) 2.230 A (d) 1.184 kVA 11-7(a) 8 pólos (b) 909 A (c) 100 V (d) 275 A (e) 213,3 kVA 11-8(a) 262 A (b) 524 A (c) 1.048 A (d) 1.573 A 11-9(a) FP 0,8344 (b) FP 0,865 (c) 29,5 por cento (d) 44 por cento 11-10(a) 110 V, 110 V (b) 105 V, 120 V (c) 130 V, 100 V (d) 95 V, 0 V 11-11(b) 12 por cento 11-12(a) 110,33 V (b) 112,67 V (c) 109,66 V 11-13(b) 147 V, 36 A de carga (c) 66,8 V (d) 109,9 V 11-14(a) 156,5 (b) 12,5 11-15(a) 8.889 (b) 133.

DOZE

relações de potência e energia; rendimento, seleção da capacidade e manutenção de máquinas elétricas girantes

12-1. GENERALIDADES

Os capítulos de 1 a 11 ocuparam-se principalmente de máquinas elétricas girantes de vários tipos, quer genérica quer especificamente. Como tal, elas servem como dispositivos de *conversão de energia,* convertendo energia mecânica em elétrica ou vice-versa. Em alguns casos, como no do conversor síncrono ou dinamotor, a energia elétrica é convertida em energia mecânica, que, por sua vez, produz novamente energia elétrica. Quando e se esta conversão de energia ocorre numa relação *uniforme,* isto é, quando a energia entregue à máquina por unidade de tempo e aquela entregue pela máquina na unidade de tempo forem ambas uniformes e constantes, podemos considerar que a máquina está atuando como dispositivo de *conversão de potência.*

Uma máquina é um dispositivo dinâmico. Não desenvolverá uma conversão de potência (ou energia) quando não há movimento, ou seja, num estado estático. Ela deve estar funcionando ou operando a fim de converter energia. Por esta razão, é incapaz de contar com a propriedade de armazenar energia. Por esta

razão, também, de acordo com a lei da conservação de energia, a potência total recebida por uma máquina a qualquer instante deve igualar a potência por ela entregue naquele instante. A potência total recebida por uma máquina deve igualar sua potência de saída (útil) e sua perda total de potência, de acordo com a lei de conservação de potência, ou

$$P_{in} = P_{out} + P_{perdas} \tag{12-1}$$

onde P_{in} é a potência total recebida por uma máquina

P_{out} é a potência útil entregue pela máquina para executar o trabalho

P_{perdas} é a perda total produzida dentro de uma máquina, como resultado da conversão de energia, isto é, $P_{in} - P_{out}$.

É evidente, da Eq. (12-1), que a potência entregue a uma máquina deve ser *sempre* maior que a potência de saída ou a potência transformada *pela* máquina em trabalho útil. Isto significa que um motor ou um gerador nunca podem converter toda a potência recebida em potência de saída útil, elétrica ou mecânica. Como também estabelece a Eq. (12-1), a diferença entre a potência de entrada e a de saída da máquina é a sua perda de potência, que não realiza trabalho útil. Desde que esta perda de potência não produz nem energia elétrica nem mecânica (ambas úteis à máquina), ela pode apenas produzir calor, luz ou energia química. Quase toda a perda aparece como energia ou potência térmica.[1]

Quanto maior for a perda de potência, na Eq. (12-1), em percentagem da potência total de entrada, maior será a potência térmica e mais quente a máquina funcionará, ou seja, maior será o seu aumento de temperatura.

O rendimento da máquina pode ser definido em função da Eq. (12-1), portanto, como a relação, η, onde

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \tag{12-2a}$$

$$= \frac{P_{in} - P_{perdas}}{P_{in}}, \text{ para motores} \tag{12-2b}$$

$$= \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{perdas}}, \text{ para geradores} \tag{12-2c}$$

[1]Em máquinas do tipo a comutador, uma pequena porção das perdas produz luz visível e outras perdas de radiação (energia luminosa), mas estas são desprezáveis em proporção à perda térmica.

Como se verá abaixo, a Eq. (12-2b) leva ao rendimento do motor, enquanto a Eq. (12-2c) ao do gerador.

A relação da Eq. (12-2a), expressa percentualmente, é também uma medida da quantidade de potência térmica produzida em relação à potência de entrada total. Uma máquina que funcione a um alto rendimento ou uma relação elevada da potência de saída para a potência de entrada, produz, comparativamente, pouco calor em proporção às suas potências de entrada ou de saída. Inversamente, uma máquina que funciona a um baixo rendimento produz uma grande quantidade de calor em proporção à sua saída.

Dependendo da capacidade termodinâmica da máquina de dissipar o calor internamente gerado, a *temperatura* da máquina tenderá a *aumentar* até que seja atingida uma temperatura na qual a potência dissipada sob a forma de calor iguale o calor internamente gerado. Se esta temperatura final de equilíbrio for excessiva, ou seja, se ultrapassar o limite que os materiais isolantes utilizados na máquina podem suportar, requerer-se-á a utilização de uma das seguintes alternativas: (1) devem-se empregar dispositivos de ventilação externa, a fim de que a capacidade nominal da máquina (potência de saída) permaneça a mesma; ou (2) a saída deve ser *reduzida* (reduzindo a entrada e as perdas) a valores tais em que as perdas e o aumento de temperatura *não* sejam excessivos (V. Seçs. 12-16 e 12-19).

No caso de um motor, é mais fácil medir a potência elétrica de entrada que a potência mecânica de saída, donde o uso da Eq. (12-2b). No caso de um gerador, é mais fácil medir a potência elétrica de saída que a potência mecânica de entrada, donde o uso da Eq. (12-2c). Em ambos os casos, pois, as *perdas* devem ser avaliadas.

É precisamente devido à *capacidade de saída* (expressa em HP para um motor ou em kW ou kVA para um gerador) que se fará uma tentativa de estudar os fatores que afetam o rendimento de uma máquina, para assegurar que as *perdas* e a potência térmica sejam reduzidas e o rendimento seja elevado. Primeiramente, consideraremos os fatores que afetam os diferentes tipos de *perdas térmicas* e, então, consideraremos os fatores que afetam a capacidade da máquina e a seleção das máquinas a partir destas *perdas*.

12-2. PERDAS DE POTÊNCIA DAS MÁQUINAS

As perdas de potência das máquinas podem ser divididas em duas grandes classes: (1) as que são produzidas pela circulação de corrente pelas diferentes partes do enrolamento da máquina, chamadas perdas *elétricas*; e (2) as que são função direta do movimento dinâmico da máquina, chamadas perdas *rotacionais* (ou *potência extraviada*). Estas últimas, as perdas rotacionais (ou *potência extraviada*) são normalmente divididas em duas categorias: (a) as perdas mecânicas resultantes da rotação, e (b) as perdas no ferro ou no núcleo, que resultam da rotação.

A análise das perdas revela que algumas delas são o resultado direto da *carga* (e variam com ela), enquanto que outras são *independentes* da carga. A Tabela 12-1 é, pois, um quadro-levantamento das perdas elétricas e rotacionais, alistando as perdas a *vazio* e as perdas *sob carga*, e dando as fórmulas e equações que contêm

TABELA 12-1

DISTRIBUIÇÃO DAS PERDAS DE POTÊNCIA DAS MÁQUINAS

A. PERDAS ELÉTRICAS

Descrição e fórmulas para as perdas componentes	Efeitos da aplicação de carga
1. Perda no circuito de excitação CC do campo No reostato, $I_f^2R_r$; No enrolamento de campo, $I_f^2R_f$ } V_fI_f	1. Razoavelmente constante com a carga, mas pode aumentar um pouco, dependendo da regulação requerida e do fator de potência — uma função de I_f.
2. Perda no enrolamento da armadura, $I_a^2R_a$	2. Aumenta com o quadrado da carga.
3. Perda na excitação CA do estator, $I_a^2R_a$	3. Aumenta com o quadrado da carga.
4. Perda no enrolamento do rotor, $I_r^2R_r$	4. Aumenta com o quadrado da carga.
5. Perda na escova ou na resistência do contato tecla-escova (ou perda nos anéis), V_eI_a	5. Aumenta com a carga.
6. Perdas nos interpolos, enrolamentos de compensação, campos-série, campos de controle, etc.	6. Aumentam com o quadrado da carga.

B. PERDAS ROTACIONAIS (POTÊNCIA EXTRAVIADA)

Descrição e fórmulas para as componentes das perdas	Efeitos da aplicação de carga
Perdas mecânicas	
1. Atrito nos rolamentos 2. Ventilação (atrito com o ar) no rotor 3. Atrito nas escovas 4. Perda no ventilador 5. Perdas na bomba de resfriamento e/ou de óleo dos rolamentos (se montada no eixo do rotor)	Estas perdas são constantes a uma velocidade constante; variam apenas na proporção direta da variação da velocidade.
Perdas no núcleo (ou no ferro)	
1. Perdas por histerese, $P_h = K_hB^xfV$ 2. Perdas por correntes parasitas $P_e = K_1B^2f^2t^2V$	Estas perdas são constantes a uma velocidade constante; variam na proporção direta das variações do fluxo e da velocidade (freqüência).

C. PERDAS ADICIONAIS SOB CARGA

Fluxo disperso nos dentes, cantos de ranhuras, estrutura-suporte, faces polares, etc.
Fluxo de reação da armadura nos dentes, cantos de ranhuras, estrutura-suporte, faces polares, etc.
As perdas adicionais são usualmente estabelecidas como sendo de 1 por cento da potência de saída de geradores acima de 150 kW e de motores acima de 200 HP; são consideradas desprezíveis para máquinas abaixo destas potências.

os fatores que contribuem para as perdas. Desta tabela, é possível generalizar as perdas que são função da carga e as que são independentes dela.

As *perdas elétricas*, mostradas na Tabela 12-1, são aquelas que resultam primariamente da circulação da corrente elétrica. Se, por exemplo, o campo-série de um gerador compound CC é curto-circuitado (mantendo-se inalteradas todas

as demais condições), as perdas totais serão reduzidas do valor das perdas no cobre para o campo-série e o rendimento aumentará (embora possa piorar a regulação em tensão, como conseqüência). As perdas elétricas são, algumas vezes, citadas como perdas no "cobre", mas nem as escovas nem as resistências de contato das escovas são feitas de cobre. Mais ainda, os enrolamentos do rotor e da armadura são ocasionalmente construídos de alumínio fundido, e o termo "enrolamento" é mais descritivo e tecnicamente mais correto que o termo "cobre". Todas estas perdas elétricas tendem a variar com o *quadrado* da corrente de carga, exceto aquelas, tais como a perda no campo, que é independente da carga, e a perda nas escovas que varia diretamente com a carga.

As *perdas rotacionais* são subdivididas naquelas que são função apenas da velocidade (as chamadas perdas mecânicas, que são essencialmente perdas por atrito) e nas que são função de ambos, o fluxo e a velocidade (as chamadas perdas no *núcleo*). Estas perdas ocorrem quando uma estrutura de ferro de armadura ou rotor gira num campo magnético, ou quando ocorre uma variação do fluxo concatenado numa estrutura de ferro. A perda por histerese P_h é uma medida da energia elétrica necessária para superar a retentividade do ferro no caminho do fluxo magnético; usando o watt como unidade,

$$P_h = K_h B^x f V \qquad (12\text{-}3)$$

onde V é o volume de ferro da máquina sujeita à variação de fluxo
K_h é uma constante para o tipo de ferro empregado
B é a densidade de fluxo elevada ao expoente de Steinmetz. Para os tipos atualmente usados de ligas para máquinas, x não é mais 1,6, mas sim um valor próximo a 2,0 (Isto não implica em que, para um dado volume, V, as perdas no ferro tenham aumentado, uma vez que K_h foi reduzido consideravelmente.)
e f é a freqüência, em Hz, correspondente ao inverso do fluxo.

As *perdas por correntes parasitas* ocorrem não apenas no núcleo da máquina, mas em *todos* os materiais condutivos situados no caminho do fluxo associado ao campo magnético girante ou variável da máquina. As perdas por correntes parasitas, P_e, em watts são:

$$P_e = K_1 t^2 B^2 f^2 V \qquad (12\text{-}4)$$

onde K_1 é uma constante para correntes parasitas relativa ao material condutivo
t é a espessura do *material condutivo*
B é a densidade de fluxo
f é a freqüência, em Hz, do inverso do fluxo
V é o volume do material sujeito à variação de fluxo.

Para uma máquina CC, a freqüência, f, do inverso do fluxo varia com a velocidade. Assim, as perdas por histerese variam diretamente com a velocidade,

enquanto que as perdas por correntes parasitas variam com o quadrado da velocidade. Ambas variam aproximadamente com o quadrado da densidade de fluxo. Por esta razão, as perdas no *núcleo* são consideradas como função tanto da velocidade como do fluxo. As perdas no núcleo são essencialmente as que ocorrem no ferro da máquina, donde a denominação de perdas no ferro.

As *perdas adicionais sob carga* representam, como o nome indica, as perdas adicionais devidas à carga e descritas na Tabela 12-1C. Estas perdas são maiores em motores de indução e outras máquinas de pequeno entreferro. Elas representam:

(1) as perdas no ferro devidas à distorção de fluxo (reação da armadura) em máquinas CC e às harmônicas do fluxo em máquinas CA
(2) as perdas por efeito pelicular na armadura ou nos condutores do estator
(3) as perdas no ferro nos elementos estruturais das máquinas.

12-3. DIAGRAMAS DE FLUXO DE POTÊNCIA

Uma visão mais clara da máquina, operando quer como motor, quer como gerador, é dada pelos diagramas de fluxo de potência da Fig. 12-1. À esquerda do diagrama está a potência mecânica, e à direita a potência elétrica. Usaremos este diagrama como meio de analisar o rendimento de motores e geradores.

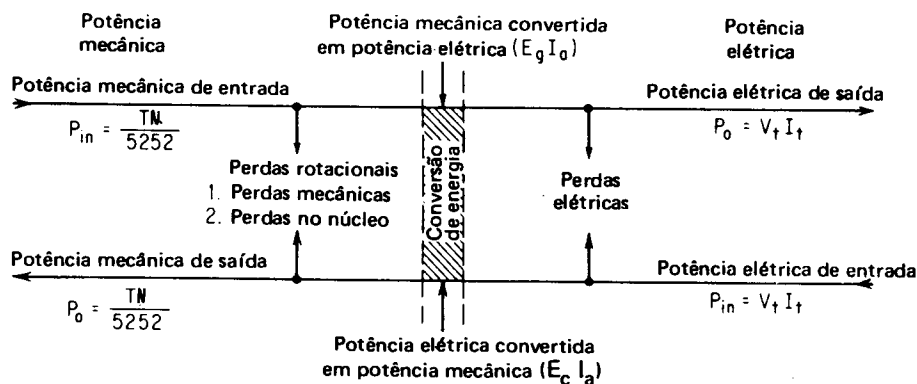



Fig. 12-1 — Diagrama combinado de circulação de potência para ação motora e ação geradora.

12-3.1 FLUXO DE POTÊNCIA NO GERADOR

Se uma potência mecânica é aplicada ao eixo de uma máquina, como a entrada, a potência no eixo é: $TN/5.252$ HP. Uma máquina acionada mecanicamente como gerador tem algumas perdas rotacionais. A diferença entre a potência mecânica de entrada e as perdas rotacionais representa a potência mecânica líquida, que é convertida em potência elétrica pela conversão eletromecânica ($E_g I_a$). Mas o gerador tem também perdas elétricas internas, que devem ser subtraídas da potência elétrica desenvolvida. A potência elétrica líquida de saída é, assim, $E_g I_a$

menos as perdas elétricas, ou a tensão nos terminais vezes a corrente total entregue à carga, V_tI_t, representada à direita na Fig. 12-1.

Em suma, para uma máquina operando como *gerador* ou como *alternador:*

$$\text{Potência elétrica de saída} = \text{Potência mecânica de entrada} - \left(\begin{array}{l}\text{Perdas rotacionais}\\ + \text{Perdas elétricas}\end{array}\right)$$

$$E_gI_a = \text{Potência mecânica de entrada} - \text{Perdas rotacionais}$$
$$= \text{Potência elétrica de saída} + \text{Perdas elétricas}$$

12-3.2 FLUXO DE POTÊNCIA NO MOTOR

A potência elétrica aplicada aos terminais (lado direito da Fig. 12-1) de um motor, V_tI_t, é imediatamente reduzida por certas perdas elétricas dentro do motor. A diferença aparece como potência elétrica, E_cI_a, que é convertida em potência mecânica pela conversão eletromecânica. A potência mecânica disponível, produzida pelo torque interno do motor ($E_cI_a/746$) deve também suprir algumas perdas mecânicas internas. A diferença entre estas perdas mecânicas e a potência mecânica, produzida pela conversão eletromecânica, é a potência mecânica de saída.

Em suma, para uma máquina funcionando como *motor:*

$$\text{Potência mecânica de saída} = \text{Potência elétrica de entrada} - \left(\begin{array}{l}\text{Perdas elétricas}\\ + \text{Perdas rotacionais}\end{array}\right)$$

$$E_cI_a = \text{Potência elétrica de entrada} - \text{Perdas elétricas}$$
$$= \text{Potência mecânica de saída} + \text{Perdas mecânicas}$$

Assim, a máquina é, realmente, muito simples e sóbria, como mostra a Fig. 12-1. A área da potência mecânica está à esquerda da linha pontilhada vertical, e a área da potência elétrica está à direita dela. A área central é representada pela mudança de estado de energia, ou *conversão eletromecânica* (desde que não se pode criar ou destruir energia) onde *não* ocorrem perdas. A introdução de potência elétrica numa máquina acarreta perda de potência elétrica, mudança de estado da energia, perda de potência mecânica e potência elétrica de saída. O leitor deve estudar com muito cuidado a Fig. 12-1, uma vez que ela é fundamental para a compreensão do assunto.

12-4. DETERMINAÇÃO DAS PERDAS

Seria (e é) assunto relativamente simples (1) medir-se a entrada mecânica da máquina, e (2) usarem-se instrumentos elétricos para medir sua saída elétrica;

e chegar-se assim ao rendimento da máquina como gerador. No caso de máquinas menores (abaixo de 1.000 W), o rendimento, seguidamente, é determinado *diretamente*, isto é, por medidas diretas da entrada e da saída, usando-se dinamômetros ou freios de Prony e, algumas vezes, máquinas calibradas cujo rendimento é conhecido previamente.

No caso de máquinas maiores, entretanto, não é nem economicamente possível, nem mesmo conveniente, a determinação do rendimento através do carregamento direto.[2] É, entretanto, possível determinar as perdas (agora que sabemos quais são elas) ou simular as condições de perdas através de certos métodos *convencionais* (funcionamento a vazio) ou por testes de *rotor bloqueado*, e usar estas informações na Eq. (12-2) para determinar o rendimento. O valor do rendimento de todas as grandes máquinas elétricas rotativas é invariavelmente um *valor calculado* com base em medidas a vazio *(convencionais)* específicas. Consideraremos, primeiramente, a determinação do rendimento das máquinas CC, seguida da consideração das máquinas síncronas CA e, então, das máquinas de indução, usando-se os métodos *convencionais* em todos os casos.

12-5. RENDIMENTO DAS MÁQUINAS CC

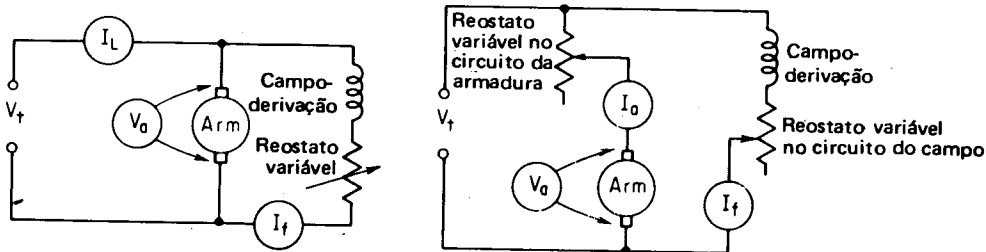
Independentemente do fato da máquina CC operar como motor ou como gerador, suas perdas *rotacionais* podem ser determinadas fazendo-as funcionar como motor sem qualquer carga mecânica (a vazio), à sua velocidade nominal e com uma tensão aplicada à armadura (que corresponda à sua fcem induzida ou gerada a plena carga). As ligações dos instrumentos elétricos para um tal ensaio a vazio são mostradas na Fig. 9-12a. A tensão nos terminais CC, V_t, é neste caso ajustada (1) à fcem de plena carga computada, [E_c na Eq. (1-9)], se se quer determinar o rendimento de um *motor*; ou (2) à fem gerada a plena carga [E_g na Eq. (1-10)], se se quer determinar o rendimento de um *gerador*.

(a) Ensaio de funcionamento a vazio. (b) Duplicação da carga e velocidade do fluxo.

Fig. 12-2 — Métodos para a determinação de perdas rotacionais de máquinas CC.

[2]Uma ilustração possível da dificuldade assinalada pode ser compreendida se se considera a seguinte situação hipotética. Imaginemos que um alternador de 1.000 kVA é construído numa fábrica situada numa área suburbana. Imaginemos que ele está recém-concluído e pronto para os ensaios de rendimento relativo. O gerente da fábrica pergunta: "Onde podemos conseguir uma carga de 1 milhão de watts?" Seu assessor responde: "Vamos pedir aos prefeitos de três ou quatro das cidades próximas que nos deixem usá-las como carga, por algumas horas, de modo que possamos carregar nosso alternador".

Fazer uma máquina funcionar como motor a vazio significa *não* retirar potência mecânica da mesma. Se a potência elétrica de entrada for medida e computadas as perdas elétricas, a diferença entre a potência elétrica total de entrada e as perdas elétricas computadas *deve* representar as perdas rotacionais do motor à velocidade nominal, como mostra a Fig. 12-1. Estabelecendo isto (para a máquina CC funcionando como motor) em função de uma equação:

Perdas rotacionais = Potência elétrica de entrada – Perdas elétricas
= Potência elétrica de entrada – (Perdas no circuito do campo + Perdas combinadas no circuito da armadura)

$$\text{Perdas rotacionais} = V_a I_L - (V_a I_f + I_a^2 R_a)$$
$$= V_a I_L - V_a I_f - I_a^2 R_a$$
$$= V_a (I_L - I_f) - I_a^2 R_a$$

Perdas rotacionais (potência extraviada) =

$$= V_a I_a - I_a^2 R_a \approx V_a I_a \qquad (12\text{-}5)$$

A Eq. (12-5) é uma verificação da Fig. 12-1, uma vez que estabelece que as perdas rotacionais de um motor funcionando a vazio (sem saída mecânica) são iguais à potência elétrica de entrada ao circuito da armadura *menos* as perdas elétricas na *armadura* ($I_a^2 R_a$). Como se verá no Exemplo 12-1a, as perdas elétricas na armadura, a vazio, são tão pequenas que podem ser desprezadas, e as perdas rotacionais podem então ser imaginadas iguais a $V_a I_a$, como estabelece a Eq. 12-5.

EXEMPLO 12-1: Um gerador-derivação de 10 kW, 230 V, 1.750 rpm foi posto a funcionar como motor, a vazio, para determinar suas perdas rotacionais à carga nominal. A tensão aplicada aos terminais da armadura, V_a, para o ensaio foi de 245 V, e a corrente solicitada pela armadura 2 A. A resistência do campo do gerador é 230 Ω e a resistência medida do circuito da armadura 0,2 Ω. Calcule:

a. As perdas rotacionais (potência extraviada) a plena carga
b. As perdas do circuito da armadura, a plena carga, e as perdas no campo
c. O rendimento do gerador a 1/4, 1/2 e 3/4 da carga nominal; à carga nominal e a $1^1/_4$ dela.

Solução:

a. Perdas rotacionais = $V_a I_a - I_a^2 R_a$ [da Eq. (12-5)]

$$= (245 \times 2) - (2^2 \times 0{,}2) = 490 - 0{,}8 = \mathbf{489{,}2\ W}$$

Note-se que se pode usar 490 W com um erro desprezível, devido à pequena perda elétrica na armadura.

b. À carga nominal,

$$I_L = \frac{W}{V_t} = \frac{10.000 \text{ W}}{230 \text{ V}} = 43{,}5 \text{ A}$$

$$I_a = I_f + I_L = \frac{230 \text{ V}}{230\ \Omega} + 43{,}5 = 44{,}5 \text{ A}$$

A perda da armadura a plena carga

$$I_a^2 R_a = (44{,}5)^2 \times 0{,}2 = 376 \text{ W}$$

A perda no campo

$$V_f I_f = 230 \text{ V} \times 1 \text{ A} = 230 \text{ W}$$

c. O rendimento, a qualquer carga, do gerador, usando a Eq. (12-2c) é

$$\eta = \frac{\text{Potência de saída para aquela carga}}{\text{P. saída p/aquela carga} + \text{Perdas rotacionais} + \text{Perdas elétricas àquela carga}}$$

$$\text{Rendimento a 1/4 da carga} = \frac{10.000/4}{(10.000/4) + 489{,}2 + [(376/16) + 230]} \times 100 = 77 \text{ por cento}$$

$$\text{Rendimento a 1/2 carga} = \frac{10.000/2}{(10.000/2) + 489{,}2 + [(376/4) + 230]} \times 100 = 86{,}2 \text{ por cento}$$

$$\text{Rendimento a 3/4 de carga} = \frac{10.000 \times (3/4)}{[10.000\,(3/4)] + 489{,}2 + ([376\,(9/16)] + 230)} \times 100 = 89 \text{ por cento}$$

$$\text{Rendimento a plena carga} = \frac{10.000}{10.000 + 489{,}2 + [376 + 230]} \times 100 = 90{,}1 \text{ por cento}$$

Rendimento a $1^1/_4$ da carga nominal (ou 5/4 da carga nominal)

$$= \frac{10.000 \times (5/4)}{[10.000\,(5/4)] + 489{,}2 + ([376\,(25/16)] + 230)} \times 100 = 90{,}6 \text{ por cento}$$

Deve-se notar que o rendimento parece aumentar com a carga, no exemplo acima. Deve-se também notar que há uma perda fixa (invariável), que consiste (1) da perda no campo de 230 W e (2) da perda rotacional de 489,2 W, ou seja, um total de 719,2 W. Esta perda fixa existe mesmo quando o gerador tem um rendimento nulo, isto é, quando ele não está entregando qualquer corrente à carga e a sua saída é zero. Há também uma perda variável, a perda no cobre da armadura $I_a^2 R_a$, que varia com o quadrado da corrente da armadura. Mesmo a 125 por cento da carga nominal, este componente da perda variável no cobre, no Exemplo 12-1, é 588 W e ainda não é suficientemente grande para igualar a perda fixa total de 719,2 W. Em que ponto ocorrerá o rendimento máximo?

12-6. RENDIMENTO MÁXIMO

Uma análise da Tabela 12-1 revela que, para a máquina CC, a soma das perdas no campo $(V_f I_f)$ e das perdas rotacionais (determinadas a partir do ensaio a vazio como sendo $V_a I_a$) pode ser considerada como um valor combinado de perdas *fixas* que não variam com a corrente de carga, I_a. (O Exemplo 12-1 ignorou as perdas nas escovas e nos contatos das escovas $V_e I_a$, para maior simplicidade do problema que ilustra a determinação do rendimento.) As perdas *variáveis*, então, consistem nas perdas combinadas do enrolamento da armadura e da corrente associada à armadura, $I_a^2 R_a$ e $V_e I_a$, a primeira variando com o quadrado da corrente de armadura e a segunda em proporção direta com aquela corrente.

O rendimento do gerador, para qualquer carga, pode ser expresso como[3]

$$\text{Rendimento, } \eta = \frac{\text{Saída}}{\text{Saída + Perdas}} = \frac{VI_a}{VI_a + K + V_e I_a + R_a I_a^2}$$

onde K representa as perdas no campo mais as perdas rotacionais, portanto, as perdas *fixas*.

A fim de determinar o rendimento máximo, é necessário derivar esta expressão em relação a I_a e igualar a primeira derivada a zero:

$$\frac{\delta\eta}{\delta I_a} = \frac{(VI_a + K + V_e I_a + R_a I_a^2)\,V - VI_a(V + V_e + 2I_a R_a)}{(VI_a + K + V_e I_a + R_a I_a^2)^2} = 0$$

o que leva a

$$VI_a + K + V_e I_a + R_a I_a^2 - VI_a - V_e I_a - 2R_a I_a^2 = 0$$

simplificando

$$K - I_a R_a^2 = 0$$

ou

$$K = I_a^2 R_a \qquad (12\text{-}6)$$

A Eq. (12-6) estabelece, pois, que o rendimento máximo é obtido quando as perdas *fixas*, *K*, são iguais àquelas que variam com o quadrado da corrente de carga. Desde que, na maioria das máquinas (quer de CC, quer de CA), estas perdas que variam diretamente com a corrente de carga são pequenas (mesmo incluindo as perdas em anéis coletores e escovas), podemos concluir que o rendimento máximo

[3]Nesta equação, a expressão VI_a foi usada no lugar de VI_L no numerador, para criar um termo comum de corrente tanto no numerador como no denominador. A diferença, como se verá, é desprezível.

ocorre quando as *perdas fixas são iguais a todas as perdas variáveis*. Esta relação aplica-se igualmente a *todas* as máquinas rotativas, *independentemente* do tipo; aplica-se às máquinas mecânicas e também às turbinas, bem como a todas as máquinas elétricas abordadas neste livro e também a dispositivos não rotativos, como sejam transformadores, amplificadores de potência, fontes de suprimento, etc.[4]

No Exemplo 12-1 mostrou-se que, a meia carga, o rendimento era 86,2 e que, a 125 por cento de carga, o rendimento era 90,6 por cento e ainda em crescimento. Aparentemente, as perdas variáveis crescentes ainda não eram iguais às perdas fixas, mesmo para esta carga de 125 por cento. Na gama das cargas próximas do rendimento máximo, o rendimento não parece variar muito, de modo que não é importante tentar obter-se o rendimento máximo para a carga nominal. A maioria das máquinas comerciais, de fato, apresenta o rendimento máximo a uma carga algo menor que a nominal. O método usado para encontrar aquele valor da carga nominal correspondente ao rendimento máximo, para a máquina do Exemplo 12-1, é ilustrado no Exemplo 12-2.

EXEMPLO 12-2: Usando os dados do Exemplo 12-1, calcule:
a. a percentagem da carga nominal para a qual ocorre o rendimento máximo
b. o rendimento máximo em percentagem
c. o rendimento a 1,5 vezes a carga nominal.

Solução:

a. $I_a^2 R_a = K = VI_f + V_a I_a$ [a partir da Eq. 12-6; K = perdas no campo + perdas rotacionais]

$$I_a^2 R_a = 230 + (245 \times 2) = 720 \text{ W}$$

$$I_a = \sqrt{\frac{720}{0{,}2}} = 60 \text{ A}; \ I_L = I_a - I_f = 60 - 1 = 59 \text{ A}$$

Percentagem da carga nominal: $\dfrac{I_L}{I_{L\,\text{nominal}}} = \dfrac{59 \text{ A}}{43{,}5 \text{ A}} = 135{,}5\%$

b. Rendimento máximo

$$= \frac{230 \times 59}{(230 \times 59) + 720 + 720} \times 100 = 90{,}75\%$$

c. Rendimento a 1,5 da carga nominal

$$= \frac{10.000 \times (3/2)}{[10.000\,(3/2)] + 489{,}2 + [376\,(9/4)] + 230} \times 100 = 90{,}55\%$$

Deve-se notar que a relação acima, com respeito ao rendimento máximo, é verdadeira porque as perdas rotacionais mantiveram-se constantes, isto é, o gerador ou máquina é imaginado como sendo acionado a uma velocidade *constante*. No caso de motores de velocidade constante, como sejam os síncronos, ou aqueles que têm uma boa regulação em velocidade, como os de indução ou os motores-

[4]O rendimento máximo *não* deve ser confundido com a máxima transferência de potência elétrica, que ocorre quando as impedâncias interna e externa são iguais (a um rendimento de 50 por cento).

derivação de corrente contínua, a relação pode ainda ser usada. No caso de motores de *velocidade variável*, entretanto, é necessário levar a um gráfico os rendimentos calculados *versus* as correntes de carga, e determinar *graficamente* o valor da carga para a qual ocorre o rendimento máximo. O cálculo da variação das perdas rotacionais baseia-se na hipótese de que a perda é uma função direta da variação da velocidade. Isto é ilustrado no Exemplo 12-3.

EXEMPLO 12-3: Um motor composto de 150 HP, 600 V tem 250 A de corrente nominal para a velocidade nominal de 1.500 rpm. A resistência do circuito do campo-derivação é 300 ohms; a resistência total do circuito da armadura é 0,05 ohm; e a resistência do campo-série é 0,1 ohm. Quando foi posto a girar a vazio, como motor, à velocidade nominal e com uma tensão aplicada, V_a, de 570 V, a armadura solicitou 6 A. A velocidade, a vazio, do motor foi 1.800 rpm. Calcule:

a. As perdas rotacionais a plena carga e para 1/4, 1/2, 3/4 e $1^1/_4$ da plena carga.
b. As perdas elétricas variáveis a plena carga e também as perdas elétricas variáveis para as cargas do item (a).
c. O rendimento do motor para as cargas do item (a).

Solução:

a. Perdas rotacionais $= V_aI_a = 570 \text{ V} \times 6 \text{ A} =$
$= 3.420$ **W a 1.500 rpm (carga nominal)** (12-5)

Velocidade a 1/4 da carga =

$$= 1.800 - \frac{300}{4} = 1.800 - 75 = 1.725 \text{ rpm}$$

Perdas rotacionais a 1.725 rpm =

$$= \frac{1.725}{1.500} \times 3.420 \text{ W} = 3.930 \text{ W}$$

$$\text{Velocidade a 1/2 carga} = 1.800 - \left(\frac{300}{2}\right) = 1.650 \text{ rpm}$$

$$\text{Perdas rotacionais a 1.650 rpm} = \frac{1.650}{1.500} \times 3.420 \text{ W} = \mathbf{3.760 \text{ W}}$$

$$\text{Velocidade a 3/4 da carga} = 1.800 - \left(\frac{3}{4} \times 300\right) = 1.575 \text{ rpm}$$

$$\text{Perdas rotacionais a 1.575 rpm} = \frac{1.575}{1.500} \times 3.420 \text{ W} = \mathbf{3.590 \text{ W}}$$

$$\text{Velocidade a 5/4 da carga} = 1.800 - \left(\frac{5}{4} \times 300\right) = 1.425 \text{ rpm}$$

$$\text{Perdas rotacionais a 1.425 rpm} = \frac{1.425}{1.500} \times 3.420 \text{ W} = \mathbf{3.250 \text{ W}}$$

b. $I_a^2(R_a + R_s) = (203)^2\,(0{,}05 + 0{,}1) = \mathbf{6.150 \text{ W}}$ **a plena carga**
= perda variável a plena carga

$$\text{Perdas variáveis a 1/4 da carga} = 6.150 \text{ W} \times \left(\frac{1}{4}\right)^2 = \mathbf{384 \text{ W}}$$

$$\text{Perdas variáveis a 1/2 da carga} = 6.150 \text{ W} \times \left(\frac{1}{2}\right)^2 = \mathbf{1.535 \text{ W}}$$

Perdas variáveis a 3/4 da carga $= 6.150 \text{ W} \times \left(\frac{3}{4}\right)^2 = 3.450 \text{ W}$

Perdas variáveis a 5/4 da carga $= 6.150 \text{ W} \times \left(\frac{5}{4}\right)^2 = 9.600 \text{ W}$

c. Rendimento do motor $= \dfrac{\text{Potência de entrada} - \text{Perdas}}{\text{Potência de entrada}}$ (12-2b)

onde Potência de entrada = volts × ampères × fração de carga

Perdas = perdas no campo + perdas rotacionais + perdas elétricas variáveis

Entrada a 1/4 da carga $= 600 \times 205 \times \frac{1}{4} = 30.750 \text{ W}$ (em números redondos)

Entrada a 1/2 da carga $= 600 \times 205 \times \frac{1}{2} = 61.500 \text{ W}$

Entrada a 3/4 da carga $= 600 \times 205 \times \frac{3}{4} = 92.250 \text{ W}$

Entrada a 4/4 da carga $= 600 \times 205 \times \frac{4}{4} = 123.000 \text{ W}$

Entrada a 5/4 da carga $= 600 \times 205 \times \frac{5}{4} = 153.750 \text{ W}$

Perdas no campo, para cada uma das condições de carga =
$= 600 \text{ V} \times 2 \text{ A} = 1.200 \text{ W}$

As perdas rotacionais foram calculadas, para cada condição, no item (a)

As perdas elétricas variáveis, para cada condição, foram calculadas no item (b)

Rendimento a 1/4 da carga $= \dfrac{30.750 - (1.200 + 3.930 + 384)}{30.750} =$
$= 0{,}826$ ou $82{,}6\ \%$

Rendimento a 1/2 da carga $= \dfrac{61.500 - (1.200 + 3.760 + 1.535)}{61.500}$
$= 0{,}894$ ou $89{,}4\ \%$

Rendimento a 3/4 da carga $= \dfrac{92.250 - (1.200 + 3.590 + 3.450)}{92.250}$
$= 0{,}912$ ou $91{,}2\ \%$

Rendimento a 4/4 da carga $= \dfrac{123.000 - (1.200 + 3.420 + 6.150)}{123.000}$
$= 0{,}9125$ ou $91{,}25\ \%$

Rendimento a 5/4 da carga $= \dfrac{153.750 + (1.200 + 3.250 + 9.600)}{153.750}$
$= 0{,}909$ ou $90{,}9\%$

Os resultados estão tabelados na página seguinte.

O Exemplo 12-3 indica que, embora a perda no campo seja substancialmente constante, as perdas rotacionais decrescem na mesma proporção da velocidade.

Ao mesmo tempo, as perdas variáveis aumentam com o quadrado da corrente da armadura. A fim de determinar (com alguma exatidão) o ponto para o qual ocorre o rendimento máximo, é necessário escolher *vários* valores de I_a imediatamente acima e abaixo do ponto da carga nominal e plotar no gráfico os dados resultantes do rendimento versus a corrente da armadura. O valor de I_a, para o qual ocorre o rendimento máximo, pode então ser determinado graficamente.

Um método alternativo é plotar ambas no gráfico, as perdas rotacionais e as perdas elétricas variáveis, em ordenadas, contra I_a em abscissas. O ponto para o qual as perdas se cruzam revela exatamente o valor de I_a para o rendimento máximo, determinado por via gráfica.

PERDAS EXPRESSAS EM WATTS					
ITEM	1/4 DA CARGA	1/2 DA CARGA	3/4 DA CARGA	4/4 DA CARGA	5/4 DA CARGA
Perdas de entrada	**30.750**	**61.500**	**92.250**	**123.000**	**153.750**
Perdas no campo	1.200	1.200	1.200	1.200	1.200
Perdas rotacionais, do item (a)	3.930	3.760	3.590	3.420	3.250
Perdas elétricas variáveis, do item (b)	484	1.535	3.450	6.150	9.600
Total das perdas	**5.514**	**6.495**	**8.240**	**10.770**	**14.050**
η, Rendimento em porcentagem	**82,6%**	**89,4%**	**91,2%**	**91,25%**	**90,9%**

Os Exemplos 12-1 e 12-3 indicam que os dados obtidos do ensaio a vazio (no qual a máquina CC gira a vazio, como motor) podem ser usados na determinação do rendimento, *tanto* do gerador *como* do motor. Os cálculos para o rendimento do motor são algo mais complexos, devido à variação da velocidade.

12-7. DUPLICAÇÃO DO FLUXO E DA VELOCIDADE

Uma análise das perdas indicadas na Tabela 12-1 indicará que a suposição feita nos Exemplos 12-1 e 12-3 não é absolutamente correta no que diz respeito às perdas rotacionais, isto é, que as perdas rotacionais variem apenas com a velocidade se a excitação da máquina (corrente de campo) for mantida constante. Conforme aumenta a carga da máquina, aumenta a reação da armadura, produzindo uma alteração na densidade do fluxo que afeta as perdas no núcleo. Ao mesmo tempo, há também uma alteração da fem gerada ou fcem (da qual depende a potência mecânica desenvolvida pela armadura) com o acréscimo da carga.

A fem gerada ou fcem varia *diretamente* com o fluxo e com a *velocidade*, e as perdas rotacionais *também* variam diretamente com o *fluxo* e a *velocidade*. Portanto, para uma máquina cuja velocidade varia (Exemplo 12-3) ou cuja fem gerada pode variar (Exemplo 12-1), seria melhor repetir o ensaio a vazio sob várias condições de funcionamento, que reproduzam as condições de fluxo e velocidade da máquina. Como mostra a Fig. 12-2b, uma resistência é ligada em série com o cir-

cuito da armadura, a fim de reduzir a tensão aplicada à armadura até o valor calculado da fem gerada ou fcem para a velocidade requerida (ou reduzida).

Como o ensaio é realizado a vazio, a queda de tensão no circuito da armadura é muito pequena, e a tensão V_a aplicada à armadura pode ser tomada como a fem gerada ou a fcem para quaisquer condições dadas. Para qualquer valor predeterminado de velocidade, portanto, a perda *rotacional* é igual à leitura de $V_a \times I_a$ menos as pequenas perdas no cobre a vazio, que podem também ser desprezadas. Assim, ao duplicar-se a fcem, também são duplicadas as condições de fluxo e velocidade.

O Exemplo 12-4 ilustra o método no caso da determinação do rendimento do motor, mas ele pode igualmente ser utilizado para o rendimento do gerador.

EXEMPLO 12-4: Um motor composto de 150 HP, 600 V tem a velocidade nominal de 1.500 rpm e a corrente nominal de 205 A. A resistência do campo-derivação é 300 ohms, a do circuito da armadura é 0,05 ohm e a do campo série 0,1 ohm. Para a carga nominal, calcule:

a. A fcem a ser aplicada à armadura quando funcionando a vazio, nas mesmas condições de fluxo e velocidade.

b. As perdas rotacionais, se a corrente da armadura é 6 A quando se aplica a tensão apropriada e a velocidade é 1.500 rpm.

Solução:

A plena carga, $I_a = I_L - I_f = 205 \text{ A} - \dfrac{600 \text{ V}}{300\ \Omega} = 203 \text{ A}$

a. A plena carga, $E_c = V_t - I_a(R_a + R_s) = 600 - 203\,(0{,}15) = 600 - 30{,}5 = 569{,}5 \text{ V}$

b. $P_{\text{perdas}} = V_a I_a = 569{,}5 \times 6 = 3.410 \text{ W}$ = perdas rotacionais

Note-se que o valor das perdas rotacionais, obtido em (b) no Exemplo 12-4, compara-se de maneira favorável com o obtido à carga nominal em (a), no Exemplo 12-3.

12-8. RENDIMENTO DA MÁQUINA SÍNCRONA CA

Essencialmente, a única diferença real entre um alternador síncrono e um gerador CC é o fato de que, no primeiro, a armadura é estacionária e o campo está girando a uma velocidade constante. A resistência efetiva (CA) da armadura, por fase, do alternador é obtida normalmente da mesma maneira que a utilizada no método da impedância síncrona para determinação da regulação do alternador (Seç. 6-10, Fig. 6-7a) através da medição da resistência a CC. A perda do cobre no circuito do campo-derivação $V_f I_f$ é também determinada por medição em CC.

Como no caso das máquinas CC, independentemente de ser o rendimento de um motor síncrono ou de um alternador o que se quer determinar, a máquina síncrona CA é posta a funcionar como motor síncrono a vazio, à velocidade síncrona (o método convencional de funcionamento a vazio). A corrente de campo

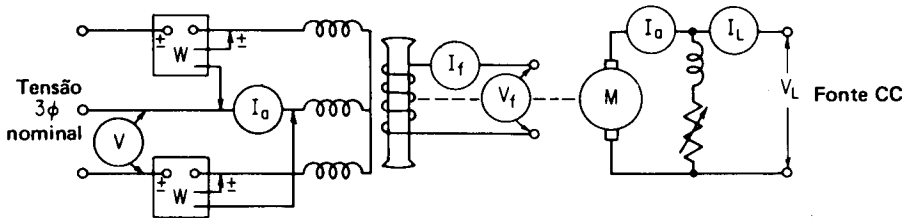
é normalmente ajustada ao valor da placa correspondente ao fator de potência para o qual ocorre a operação normal ou, no caso de um motor síncrono, para prover a corrente mínima (fator de potência unitário). Ligam-se os instrumentos conforme a Fig. 12-3a, para se lerem as correntes de armadura trifásicas balanceadas, à tensão de linha nominal, e determina-se ainda a potência de entrada (usando o método de um, dois ou três wattímetros). As perdas rotacionais, como no caso das máquinas CC, são iguais à potência de entrada na armadura menos as perdas no cobre a vazio, ou

(a) Ensaio de funcionamento a vazio de uma máquina síncrona. (b) Método da máquina CC calibrada.

Fig. 12-3 — Métodos para determinação do rendimento de máquinas síncronas CA.

Perdas rotacionais de máquinas síncronas CA (P_r) =
= Potência de entrada a vazio na armadura – Perdas no cobre da armadura

$$P_r = \sqrt{3} \times V_a I_a \cos\theta - 3\ I_a^2 R_a \qquad (12\text{-}7)$$

onde I_a é a corrente da armadura de fase ou de linha e R_a é a resistência efetiva da armadura por fase.

Uma vez que ambos, motor síncrono e alternador, são operados à velocidade constante a uma freqüência fixa, as perdas rotacionais podem ser consideradas constantes. O rendimento à plena carga, para o fator de potência unitário ou qualquer outro, é então calculado como mostra o Exemplo 12-5.

EXEMPLO 12-5: O alternador trifásico, ligação em estrela, testado pelo método da impedância síncrona no Exemplo 6-4 é posto a girar a vazio como um motor síncrono alimentado à sua tensão nominal, para determinar suas perdas rotacionais. A corrente da armadura a vazio é 8 A e a potência de entrada é 6 kW. Uma tensão de linha a circuito aberto de 1.350 V é obtida com uma excitação CC de 18 A a 125 V no campo. Supondo que não variem as perdas no núcleo e a excitação CC, desde a vazio até a carga nominal, calcule:

a. as perdas rotacionais da máquina síncrona
b. a perda no cobre do campo
c. as perdas elétricas na armadura para 1/4, 1/2, 3/4, e para a plena carga
d. o rendimento para estas cargas a um fator de potência de 0,9 em atraso.

Solução:

A partir do Exemplo 6-4,

$R_a = 0{,}45\ \Omega$/fase; $I_a(\mathrm{n}) = 52{,}5$ A

a. Da Eq. (12-7), $P_r = 6.000 - (3 \times 8^2 \times 0{,}45)$

$= 6.000 - 86{,}4 = \mathbf{5.914\ W}$ **(perdas rotacionais)**

b. Perdas no campo $= 125\ \text{V} \times 18\ \text{A} = \mathbf{2.250\ W}$

c. Perdas elétricas no cobre da armadura =

$= 3I_{an}^2 R_a = 3 \times (52{,}5)^2 \times 0{,}45 = \mathbf{3.725\ W}$

Perdas no cobre da armadura

$$a\ \frac{1}{4}\ \text{da plena carga} = \frac{3.725}{16} = 233\ \text{W}$$

$$a\ \frac{1}{2}\ \text{da plena carga} = \frac{3.725}{4} = 932\ \text{W}$$

$$a\ \frac{3}{4}\ \text{da plena carga} = 3.725 \times \frac{9}{16} = 2.100\ \text{W}$$

d. Rendimento em percentagem

$$= \frac{(\text{potência nominal} \times \text{a carga})}{(\text{potência nominal} \times \text{a carga}) + \text{perdas}} \times 100$$

Nota: A capacidade é dada como 100 kVA, o que é igual a 100.000 VA e, a um fator de potência de 0,9 em atraso, a potência se torna 90.000 watts. Este valor será o utilizado nos cálculos a seguir. As perdas rotacionais determinadas em (a) eram 5.914 W e as perdas no campo determinadas em (b) eram 2.250 W. As perdas elétricas variáveis na armadura (no cobre) foram determinadas em (c). No cálculo do rendimento para as várias cargas, as perdas totais aparecem no denominador, em cada caso, como se verá abaixo. Assim, o rendimento percentual η é

$$a\ \frac{1}{4}\ \text{da carga} = \frac{(100.000 \times 0{,}9) \times (1/4)}{[(100.000 \times 0{,}9) \times (1/4)] + (5.914 + 2.250) + 233} \times 100$$

$$= \frac{90.000 \times (1/4)}{[90.000 \times (1/4)] + 8.164 + 233} \times 100 = \frac{22.500}{30.897} \times 100$$

$$= 72{,}7\ \%$$

$$a\ \frac{1}{2}\ \text{da carga} = \frac{90.000 \times (1/2)}{[90.000 \times (1/2)] + 8.164 + 932} \times 100 = 83{,}2\ \%$$

$$a\ \frac{3}{4}\ \text{da carga} = \frac{90.000 \times (3/4)}{[90.000 \times (3/4)] + 8.164 + 2.100} \times 100 = 86{,}8\ \%$$

a plena carga ou 4/4 da carga

$$\eta = \frac{90.000 \times (4/4)}{[90.000 \times (4/4)] + 8.164 + 3.725} \times 100 = 88{,}25\ \%$$

12-9. VENTILAÇÃO DOS ALTERNADORES

Uma porção das perdas rotacionais do Exemplo 12-5 corresponde ao deslocamento de ar criado pelo movimento do rotor e pelo ventilador montado no eixo do alternador. O resfriamento a ar por meio de ventiladores internos é normalmente inadequado para alternadores de tamanhos maiores, entretanto, para os quais se utilizam métodos de ventilação confinada e forçada, a fim de: (1) remover o calor produzido com uma razoável elevação da temperatura tanto do alternador como do gás refrigerante empregado; (2) utilizar um gás refrigerante com uma perda por circulação de ar menor, e, possivelmente, com um calor específico maior que o do ar; (3) confinar o sistema de ventilação do alternador para manter afastadas sujeiras e umidade (elementos estranhos estes que encurtariam a vida do alternador); (4) aumentar o rendimento e (5) aumentar a capacidade do alternador.

Em turboalternadores modernos, que giram a altas velocidades e que utilizam sistemas confinados de ventilação forçada a ar, a metade ou mais das perdas rotacionais totais à plena carga (V. Exemplo 21-5) resulta normalmente do ar forçado através dos dutos axiais praticados no rotor e na armadura do estator. O hidrogênio tem menos viscosidade que o ar, cerca de oito vezes a sua condutividade térmica e aproximadamente a mesma capacidade calorífica por volume, de modo que a refrigeração com um dado fluxo de hidrogênio, em relação ao ar (1) é mais eficiente no abaixamento da temperatura do alternador e (2) requer menos perdas por deslocamento gasoso do meio refrigerante. Duas vantagens adicionais do uso do hidrogênio são (3) não se produz oxidação no isolamento, porque há efeito corona com o hidrogênio, e (4) é necessário um potencial mais elevado para a perduração do corona numa atmosfera de hidrogênio-ar do que numa atmosfera comum de ar.

Algumas misturas de ar e hidrogênio são, entretanto, extremamente explosivas, mas a experiência tem demonstrado que as explosões serão inibidas numa gama de 6 por cento de hidrogênio e 94 por cento de ar até 71 por cento de hidrogênio e 29 por cento de ar. Quando há mais que 71 por cento de hidrogênio, a quantidade de oxigênio no gás é insuficiente para manter a combustão. Como resultado, empregam-se misturas com 90 por cento de hidrogênio, não havendo perigo de explosão, mesmo em altas temperaturas de ignição.

Quando o hidrogênio é usado como meio refrigerante, o sistema deve ser completamente vedado. O hidrogênio é posto a circular por ventiladores, através do estator e do rotor, passando após sobre serpentinas de resfriamento dentro da carcaça hermética; as serpentinas contêm um meio refrigerante — normalmente óleo ou água — para trocar calor com o hidrogênio circulante. O gás é mantido a uma pressão maior que a atmosférica, para impedir prováveis ingressos no sistema de ar, que o contaminaria, e a pressão é medida cuidadosamente para permitir a detecção de vazamentos, e evitá-los.

A refrigeração por meio de hidrogênio aumenta o rendimento total à plena carga de aproximadamente 1 por cento, mas aumenta a *capacidade* do alternador de 25 por cento. Este último é o principal fator que justifica a sua utilização.

12-10. RENDIMENTO DE MÁQUINAS SÍNCRONAS CA ATRAVÉS DO MÉTODO DO MOTOR CC CALIBRADO

Um procedimento recomendado pelo AIEE (agora IEEE) para determinar o rendimento do alternador (ou motor) síncrono CA, e simultaneamente a regulação em tensão daquele, é ilustrado na Fig. 12-3b, na qual um motor CC é acoplado ao alternador, e é descrito através dos passos seguintes. O motor é um *motor calibrado,* cujo rendimento é conhecido em toda a gama, desde a vazio até a plena carga.

Procedimento	*Finalidade*
1. Acione o alternador à velocidade síncrona, sem excitação no circuito de campo, através do motor CC calibrado.	1. A potência de entrada do motor CC vezes o seu rendimento (conhecido) é a potência de entrada do alternador, que representa as suas perdas por atrito e deslocamento de ar.
2. Repita o procedimento 1, mas excite o campo do alternador com a excitação normal, isto é, a excitação a circuito aberto que produzirá a tensão nominal à carga nominal.[5]	2. O acréscimo na potência de entrada do motor vezes o seu rendimento representa o acréscimo da potência de entrada do alternador ou as perdas no núcleo (por histerese ou por correntes parasitas). As perdas no cobre do campo CC são também obtidas (ou seja, $V_f I_f$), bem como são incluídas também as perdas nas escovas. Todas estas perdas são perdas fixas.
3. Reduza a excitação do campo a zero, curto-circuite a armadura do alternador e execute o ensaio de curto-circuito ou de impedância da máquina síncrona (Seç. 6-10), isto é, eleve a corrente de campo até que a corrente nominal da armadura seja produzida a velocidade nominal.	3. As perdas no cobre são consideradas desprezáveis por ser tão baixa a excitação. A potência de entrada do motor vezes o seu rendimento representa agora as perdas totais à plena carga no enrolamento da armadura, mais as perdas por atrito e ventilação (procedimento 1 acima). A diferença entre os valores obtidos em 3 e 1 é a perda no cobre à plena carga.
4. Remova o curto-circuito dos terminais da armadura e meça a tensão a circuito aberto da armadura, para esta excitação do circuito de campo (ensaio a circuito aberto).	4. Este passo permite determinar-se a impedância e a reatância síncrona por fase (esta última calculada da forma normal).

[5]Se o que se deseja é medir as perdas por atrito nas escovas, nos anéis coletores do alternador escovas excitatrizes, estas serão colocadas em posição, sem tensão de excitação, sendo a potência de entrada do motor calibrado novamente medida. O acréscimo na potência de entrada, em relação ao procedimento 1, é a perda por atrito nas escovas à velocidade síncrona.

A vantagem óbvia do método do AIEE, que usa o motor CC calibrado, é que o rendimento de um alternador (ou motor) síncrono, bem como a regulação de tensão (pelo método da impedância síncrona) são determinados simultaneamente. Dadas as perdas por corrente contínua no campo, as perdas à plena carga no cobre da armadura, e as perdas rotacionais (atrito, ventilação e perdas no núcleo) à velocidade nominal, a determinação do rendimento é feita da mesma maneira que se procedeu no Exemplo 12-5.

12-11. RENDIMENTO DAS MÁQUINAS ASSÍNCRONAS DE INDUÇÃO

A máquina de indução quer funcionando como motor, quer como gerador, experimenta uma variação na velocidade do rotor com a carga, bem como uma variação na freqüência do rotor resultante desta variação da velocidade, conforme se discutiu no Cap. 9.

De maneira distinta às máquinas síncronas, nem as perdas rotacionais (que são função da velocidade e da freqüência), nem as perdas elétricas do rotor e do estator (que são função da carga) são constantes. Devem, portanto, ser empregados outros métodos para determinar-se o rendimento das máquinas de indução síncronas CA. Uma vez que *raramente* interessa conhecer o rendimento dos geradores de indução, a discussão que se segue limitar-se-á principalmente a máquina de indução funcionando como motor tanto monofásica, como polifasicamente alimentado.

Dois são os métodos geralmente empregados. O primeiro é um método *convencional,* no qual não se envolve carregamento do motor de indução, chamado método dos ensaios a *circuito aberto* e de *curto-circuito* (rotor bloqueado). Este método é normalmente empregado para motores de indução *extremamente grandes,* para os quais o carregamento direto seria pouco prático, inconveniente ou antieconômico.

O segundo método é o indicado pelo AIEE, a partir do escorregamento em função da carga e do circuito equivalente. Este método é geralmente mais preciso que o método convencional do rotor bloqueado, mas requer a medida do escorregamento para várias cargas, desde a situação a vazio até a plena carga (nominal) do motor de indução. É normalmente aplicado a pequenos motores de indução, que podem ser carregados por freios de Prony ou a geradores elétricos. Isto sugere, é claro, que, se o carregamento é possível, um gerador calibrado pode ser usado para determinar o rendimento. Este é evidentemente um terceiro processo, e o rendimento pode ser eletricamente calculado como a relação da potência de entrada do gerador calibrado (potência de saída do motor) para a potência elétrica de entrada do motor, para uma dada carga. Como se estabeleceu previamente, o rendimento de pequenos motores de indução polifásicos pode também ser determinado (um quarto método) por meio de um dinamômetro ou freio de Prony que tenha os valores das potências de saída do motor medidos, para determinadas cargas, enquanto as potências de entrada são medidas eletricamente. Os três últimos métodos são apenas aplicáveis a pequenos motores de indução. O primeiro método se aplica a qualquer tipo de motores de indução, grandes ou pequenos.

Deter-nos-emos mais detidamente apenas no método convencional (Seç. 12-13) e no método do AIEE (Seç. 12-14).

12-12. RESISTÊNCIA EQUIVALENTE DE UM MOTOR DE INDUÇÃO

Ambos os testes acima descritos para a determinação do rendimento do motor de indução requerem uma expressão da resistência equivalente entre os terminais de linha do motor, relativa aos circuitos do rotor e do estator, referida ao estator, nas condições de rotor bloqueado. É, pois, necessário derivar esta expressão. A Fig. 12-4a mostra um motor de indução com o estator ligado em delta e o rotor bloqueado. No momento da partida, ou seja, com o rotor bloqueado, o estator ligado em delta pode ser considerado como o primário de um transformador, cujo secundário é o rotor em curto-circuito. A resistência equivalente total entre linhas R_{el}, referida a qualquer dos terminais do estator na Fig. 12-4a, é, pela teoria do circuito paralelo:

$$R_{el} = \frac{R_a \times 2R_a}{R_a + 2R_a} = \frac{2}{3} R_a \qquad (12\text{-}8)$$

e também

$$R_a = \frac{3}{2} R_{el} \qquad (12\text{-}8)$$

Se o rotor está bloqueado, uma tensão de excitação de menos de 10 por cento da nominal pode ser aplicada ao estator, de modo a desenvolver a corrente nominal da armadura no estator, I_a, uma vez que a tensão corresponderá à queda na resistência do rotor R_r, produzida pela corrente de carga nominal. A esta excitação reduzida, as perdas no núcleo são desprezíveis, $W_c \times B^2 \left(\frac{1}{10}\right)^2$ uma vez que representam menos de um centésimo de seu valor da tensão nominal.[6]

A potência de entrada no estator representa, em repouso, apenas as perdas no cobre equivalentes do rotor e do estator combinadas, P_c, na Fig. 12-4a, ou

$$P_c = 3I_a^2 R_a = 3\left(\frac{I_l}{\sqrt{3}}\right)^2 R_a = I_l^2 R_a$$

Substituindo, nesta equação, R_a por seu valor tirado da Eq. (12-8), temos

$$P_c = \frac{3}{2} I_l^2 R_{el} \qquad (12\text{-}9)$$

[6]Em alguns casos, pode ser necessário usar valores de tensão de excitação mais altos (acima de 10%) para obter a corrente nominal da armadura do estator. Em tais casos, as perdas do núcleo *não* podem ser desprezadas. Sob estas circunstâncias, é costume se utilizarem tensões de excitação que produzam metade da corrente nominal e das perdas no cobre, e modificar as Eqs. (12-9) e (12-9a) de acordo, na determinação de R_{el} e P_c.

(a) Ligação em delta. (b) Ligação em estrela.

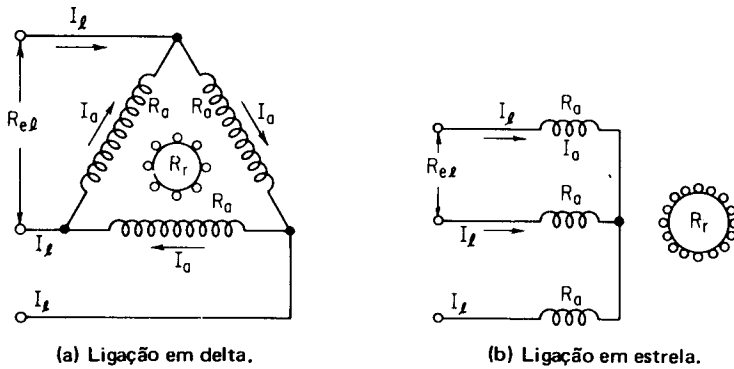



Fig. 12-4 — Determinação da resistência equivalente do estator (e rotor), através de medição entre linhas do estator.

onde I_l é a corrente de linha de um motor de indução trifásico e R_{el} é a resistência equivalente total entre linhas de um tal motor (representando as resistências combinadas do estator e do rotor), referida ao estator.

Semelhantemente, imaginando que o estator do motor é ligado em estrela, como mostra a Fig. 12-4b:

$$R_{el} = 2R_a \text{ e } R_a = \frac{R_{el}}{2} \text{ (para um estator ligado em estrela)}$$

A potência de entrada ou perda equivalente no cobre, para um estator ligado em estrela, à tensão reduzida, é

$$P_c = 3I_a^2 R_a = 3I_l^2 R_a = \frac{3}{2} I_l^2 R_{el} \qquad (12\text{-}9a)$$

Note-se que esta expressão é a *mesma* da Eq. (12-9) para um estator ligado em delta. É assim *completamente desnecessário* saber se o estator está ligado em estrela ou em delta. A perda no cobre equivalente pode ser medida entre linhas, e a resistência equivalente total entre linhas pode ser determinada a partir da Eq. (12-9) para os valores da resistência total do estator e rotor combinados e referidos ao estator. Isto será bem ilustrado no Exemplo 12-6.

12-13. RENDIMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO A PARTIR DOS ENSAIOS A CIRCUITO ABERTO E DE CURTO-CIRCUITO (ROTOR BLOQUEADO)

Como se estabeleceu no Cap. 9, o circuito de um motor de indução funcionando sob carga (bem como no instante da partida) pode ser representado como

o de um transformador [V. Fig. 9-11 e Eqs. (9-9a) e (9-16)]. Os métodos convencionais para a determinação do rendimento do transformador[7], usando os ensaios a circuito aberto (a vazio) e em curto-circuito (rotor bloqueado) do transformador, aplicam-se também, convenientemente, ao motor de indução. Como no transformador[8], a determinação do rendimento é processada em duas etapas:

12-13.1 ENSAIO A VAZIO, A CIRCUITO ABERTO

O motor de indução é ligado a uma linha, que o alimenta à sua tensão nominal, e é posto a girar sem carga acoplada ao seu eixo. Sob estas condições, como no caso dos ensaios "a vazio" já vistos, a potência de entrada no estator de um motor de indução representa (1) as perdas rotacionais (no núcleo e perdas mecânicas), e (2) uma pequena perda equivalente a vazio, no cobre do estator e do rotor. (A última não é desprezível, como mostra o Exemplo 12-6b.)

12-13.2 ENSAIO DE CURTO-CIRCUITO A ROTOR BLOQUEADO

O motor é desligado da alimentação e seu rotor é bloqueado, de modo que não possa girar. Uma tensão trifásica, cujo valor possa ser gradativamente aumentado, é aplicada (a partir de um variac trifásico ou de um regulador de indução polifásico) ao estator, até que circule a corrente de linha nominal de placa. Como no ensaio de curto-circuito do transformador, e pelas razões demonstradas na Seç. 12-11, as perdas no núcleo (ferro) são desprezáveis, e não há perdas mecânicas, uma vez que o motor está parado. A potência total solicitada pelo motor representa, pois, as perdas elétricas no cobre, a plena carga, correspondendo ao estator e ao rotor. A resistência total equivalente (entre linhas) do motor é calculada pela Eq. (12-9). Este valor é então usado no cálculo das perdas rotacionais, a partir do ensaio a vazio do item anterior, como na determinação do rendimento.

O Exemplo 12-6 ilustra o tratamento dos dados e a determinação do rendimento por este método.

EXEMPLO 12-6: Um motor de indução trifásico, de 5 HP, 60 Hz, 220 V, fator de potência 0,9 tem uma corrente nominal de placa de 16 A, correspondendo à corrente de linha, e uma velocidade de 1.750 rpm. Os dados obtidos pelos ensaios de circuito aberto e de curto-circuito são:

	Ensaio de circuito aberto	*Ensaio a curto-circuito*
Corrente de linha	6,5 A	16 A
Tensão de linha	220 V	50 V
Wattímetro polifásico	300 W	800 W (perdas no cobre equivalentes, à plena carga)

[7]V. Seç. 13-8.
[8]Ibidem.

Calcule:

a. A resistência total equivalente, entre linhas, do motor de indução.
b. As perdas rotacionais.
c. As perdas equivalentes no cobre a 1/4, 1/2, 3/4 e $1^1/_4$ da carga nominal.
d. O rendimento para estas cargas.
e. A potência de saída em HP para estas cargas.
f. O torque de saída à plena carga.

Solução:

a. $R_{el} = \dfrac{P_c}{(3/2)\,I_l^2} = \dfrac{800}{16^2} \times \dfrac{2}{3} = \mathbf{2{,}08\ \Omega}$

b. Perdas rotacionais $= P_r - I_l^2 R_{el} = 300 - 6{,}5^2 \times 2{,}08 = 300 - 132 = \mathbf{168\ W}$

c. Perdas equivalentes no cobre para as várias frações de carga

A 1/4 da carga = 800 W × $(1/4)^2$ = **50 W**

A 1/2 da carga = 800 × $(1/2)^2$ = **200 W**

A 3/4 da carga = 800 × $(3/4)^2$ = **450 W**

A plena carga = **800 W**, conforme indicaram os dados do ensaio a curto-circuito

A $1^1/_4$ da carga = 800 × $(5/4)^2$ = **1.250 W**

d. O rendimento em percentagem, para o motor é, pela Eq. (12-2b)

$$\eta = \frac{\text{(P. de entrada à plena carga vezes a fração da carga) menos as perdas}}{\text{(Potência de entrada à plena carga vezes a fração da carga)}} \times 100$$

A potência de entrada à plena carga = $\sqrt{3} \times 220 \times 16 \times 0{,}9 = 5.480$ W

As perdas rotacionais, da parte (b) = 168 W

As perdas equivalentes no cobre foram calculadas em (c)

O rendimento percentual

$$\text{A 1/4 da carga} = \frac{(5.480/4) - (168 + 50)}{(5.480/4)} \times 100 = \frac{1.370 - 218}{1.730} \times 100 = \mathbf{84{,}2\ \%}$$

$$\text{A 1/2 da carga} = \frac{(5.480/2) - (168 + 200)}{(5.480/2)} \times 100 = \mathbf{86{,}5\ \%}$$

$$\text{A 3/4 da carga} = \frac{[5.480\,(3/4)] - (168 + 450)}{5.480\,(3/4)} \times 100 = \mathbf{84{,}9\ \%}$$

$$\text{A 4/4 da carga} = \frac{[5.480\,(4/4)] - (168 + 800)}{5.480\,(4/4)} \times 100 = \mathbf{82{,}1\ \%}$$

$$\text{A 5/4 da carga} = \frac{[5.480\,(5/4)] - (168 + 1.250)}{5.480\,(5/4)} \times 100 = \mathbf{79{,}3\ \%}$$

e. $\text{Potência de saída em HP} = \dfrac{\text{Potência de entrada} - \text{perdas}}{746\ \text{W/HP}}$

Potência de saída em HP

$$\text{A 1/4 da carga} = \frac{(5.480/4) - 218}{746} = \mathbf{1{,}545\ HP}$$

$$\text{A 1/2 da carga} = \frac{(5.480/2) - 368}{746} = \mathbf{3{,}18\ HP}$$

$$\text{A 3/4 da carga} = \frac{[5.480 \times (3/4)] - 618}{746} = \mathbf{4{,}68\ HP}$$

$$\text{A 4/4 da carga} = \frac{[5.480 \times (4/4)] - 968}{746} = \mathbf{6{,}04\ HP}$$

$$\text{A 5/4 da carga} = \frac{[5.480 \times (5/4)] - 1.418}{746} = \mathbf{7{,}28\ HP}$$

f. $\text{Torque de saída} = \dfrac{\text{HP} \times 5.252}{\text{Velocidade}}$

A plena carga, o torque de saída

$$T = \frac{6{,}04 \times 5.252}{1{,}750} = \mathbf{18{,}1\ lb\text{-}pé}$$

Foram feitas várias hipóteses para a determinação do rendimento do motor de indução pelos ensaios a circuito aberto e a curto-circuito ou rotor bloqueado, pelo método visto no Exemplo 12-6. Como se mostrou na solução, imaginou-se uma perda rotacional *constante* para todos os pontos de carga. A Tabela 12-1 indica que as perdas mecânicas, tais como atritos nos mancais e deslocamento de ar são função da velocidade. Além disto, as perdas no núcleo, ou no ferro, são função da velocidade e (parcialmente) da freqüência do rotor, que aumenta com o escorregamento. A freqüência algo maior tende a contrabalançar o decréscimo da velocidade, de modo que a suposição é justificada. Mais ainda, desde que o escorregamento à plena carga raramente excede 5 por cento, e, desde que as perdas rotacionais são uma pequena parcela das perdas totais à medida que aumenta a carga, este erro introduzido no rendimento não é muito significativo.

O ensaio a rotor bloqueado, além disto, supôs as perdas no núcleo desprezáveis. Estas variam com a tensão de excitação aplicada ao estator nas condições de rotor bloqueado. Se a tensão de excitação é uma pequena percentagem da tensão nominal, isto é, menos de 10 por cento, a hipótese é justificada. Mas alguns motores de indução, devido à elevada reatância a rotor bloqueado, requerem tensões que chegam a 33% da nominal, para que a corrente nominal de linha circule no estator. Nestas circunstâncias, as perdas no núcleo a rotor bloqueado não são 1/100 das perdas com excitação nominal, mas 1/9 delas. O valor não é mais desprezável, devendo os dados dos ensaios de curto-circuito serem devidamente compensados, como indica a nota 6 que se refere à Eq. (12-8).

Finalmente, o ensaio a rotor bloqueado foi feito com o rotor parado e à freqüência de linha para determinar a efetiva resistência equivalente total a CA do estator e do rotor combinados. Mas esta não é a freqüência de linha a que o rotor estará sujeito sob carga e escorregamento nominais, e a componente de resistência do rotor, da resistência total equivalente, R_{el} pode ser algo maior, bem como maiores serão as perdas calculadas no cobre. Isto também conduz a um valor algo impreciso das perdas rotacionais a partir dos dados a vazio. Para motores de indução extremamente grandes, que são normalmente ensaiados por este método convencional de ensaio a vazio, o rendimento assim calculado é um valor *pessimista*, uma vez que *cada* uma das hipóteses precedentes conduz a um valor

mais baixo do rendimento (de 2 a 3 por cento menos) em relação ao que realmente ocorreria sob condições de carregamento real. O valor pessimista é preferido, devido ao fato dos fabricantes poderem garantir que, no uso prático, o motor terá um rendimento mais elevado.

12-14. RENDIMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO PELO MÉTODO DO AIEE DO CIRCUITO EQUIVALENTE DE CARGA-ESCORREGAMENTO

Este método, recomendado pelo AIEE como norma para ser usada no ensaio de motores de indução, leva a um valor calculado para o rendimento que é algo mais próximo daquele que realmente ocorre sob as diferentes condições de carga. O conceito fundamental, sob o qual este método está baseado, advém da Eq. (9-9a) e da Fig. 9-11 para o circuito equivalente do rotor sob as condições de funcionamento, como se discutiu na Seç. 9-12. Lembramos que a relação fundamental derivada estabelecia que a potência desenvolvida pelo rotor, por fase, era igual à potência de entrada no rotor, por fase, menos as perdas no cobre por fase, ou

$$(I_r^2 R_r)\,\frac{1-s}{s} = \frac{I_r^2 R_r}{s} - I_r^2 R_r \qquad \text{(9-17)}$$

Da relação estabelecida, pode-se ver que
a potência de entrada no rotor (por fase e total) =

$$= \frac{I_r^2 R_r}{s} = \frac{\text{perdas no cobre do rotor}}{\text{escorregamento}}$$

donde

perdas no cobre do rotor = escorregamento × potência de entrada no rotor (por fase e total) (9-17a)

O significado da relação expressa na Eq. (9-17a) é que agora é possível distinguir entre as perdas no cobre do rotor e as do estator, uma vez que as separamos. As perdas no cobre do rotor são consideradas como variáveis com o escorregamento, enquanto as do estator variam com a respectiva corrente. A medida de resistência da armadura do estator é feita através do mesmo método utilizado para máquinas síncronas CA (Seç. 6-10). Mede-se a resistência a CC entre quaisquer duas linhas, de modo a não se chegar a resultados errados a partir da tensão efetiva induzida no rotor, e usa-se um fator de multiplicação para a resistência do estator entre linhas.

Como no caso do método anterior (Seç. 12-12), faz-se um ensaio a vazio, à tensão nominal; a partir dos resultados deste ensaio, calculam-se as perdas rota-

cionais subtraindo da potência de entrada as perdas no cobre do estator. Acopla-se então uma carga ao eixo do motor de indução e faz-se um ensaio completo nas condições reais de carga, onde se lerão, para cada passo, a potência de entrada, a corrente do estator e o escorregamento. O rendimento é então calculado como se indica a seguir, através dos itens de 1 a 5.

Assim, o método do AIEE consiste de três *ensaios*: (1) uma medida da resistência total do estator; (2) uma medida das perdas rotacionais para o funcionamento a vazio; e (3) um carregamento direto para determinar o escorregamento, a potência de entrada e a corrente do estator, para cada valor de carga.

Os dados do ensaio sob carga, para deles obtermos o rendimento, são tratados do seguinte modo:

1. Calculam-se as perdas no cobre do estator para cada valor particular do escorregamento e da corrente do estator, usando a Eq. (12-9) (onde R_{el} é agora o valor da resistência do estator medida entre linhas, determinada por medição). Note-se que $R_{E2} \cong 1,25\ R_{cc}$ (entre linhas).
2. As perdas no cobre do estator são então subtraídas da potência medida na entrada, para o valor de escorregamento específico de cada ponto, e com isto temos a potência de entrada no rotor.
3. A potência de entrada no rotor é multiplicada pelo valor do escorregamento, de acordo com a Eq. (9-17a), para que se encontrem as perdas no cobre do rotor, para cada valor específico de carga: Perdas no cobre do rotor = escorregamento × Potência de entrada no rotor.
4. As perdas totais no rotor, para cada valor de carga, são então calculadas como sendo a soma das perdas rotacionais (ensaio 2) e das perdas no cobre do rotor (item 3 acima).
5. A potência mecânica de saída do rotor é então calculada como sendo a diferença entre a potência de entrada do rotor (item 2) e as perdas totais (item 4), de acordo com a Fig. 12-1, para qualquer máquina.

O método do AIEE para determinação do rendimento pode ser ilustrado para o motor do Exemplo 12-6, usando os dados adicionais do Exemplo 12-7.

EXEMPLO 12-7: O ensaio de medição de resistência a CC do motor do Exemplo 12-6 conduziu a um valor de resistência de 1 ohm entre linhas. Quando operado à corrente nominal de placa, à carga e velocidade nominais, a potência solicitada de uma linha de 220 V foi 5,5 kW, conforme medição de um wattímetro polifásico de um analisador industrial. Calcule:

a. O rendimento à plena carga
b. A potência de saída e o torque à plena carga
c. Compare os resultados obtidos com os do Exemplo 12-6.

Solução:

Cálculos prévios

$$R_{el} = 1,25\ R_{cc} = 1,25 \times 1,0 \text{ ohm} = 1,25 \text{ ohms}$$

As perdas rotacionais são iguais à potência de entrada a vazio menos as perdas no estator a vazio (conforme o ensaio a vazio, Exemplo 12-6), e assim as perdas rotacionais são iguais a

$$300 \text{ W} - \left[\frac{3}{2} \times (6,5)^2 \times 1,25\right] = 300 - 79,1 = 220,9 \text{ W}$$

(Compare estas perdas rotacionais com as do Exemplo 12-6.)

As perdas totais no cobre do estator são:

$$\frac{3}{2} \times 16^2 \times 1,25 = 480 \text{ W}$$

A potência de entrada no rotor é igual à potência total de entrada no estator à plena carga, menos a perda no cobre do estator à plena carga, ou 5.500 − 480 = = 5.020 W (9-17)

O escorregamento à plena carga é (1.800 − 1.750)/1.800 = 0,0278

A perda no cobre do rotor [V. Eq. (9-17a)] é igual ao escorregamento vezes a potência de entrada do rotor, ou seja, 0,0278 × 5.020 = 138,5 W

As perdas totais no rotor, então, são as perdas rotacionais mais as perdas no cobre do rotor, ou 220,9 + 138,5 = 359,4 W.

A potência de saída do rotor à plena carga é a potência de entrada do rotor menos as perdas totais do rotor, ou 5.020 − 359,4 = 4.660,6 W.

a. Rendimento percentual $= \frac{P \text{ saída}}{P \text{ entrada}} \times 100 = \frac{4.661}{5.500} \times 100$

$= 84,6\ \%$ à plena carga

b. HP à plena carga $= \frac{4.661}{746} = 6,25$ HP

Torque $T = \frac{\text{HP} \times 5.252}{N} = \frac{6,25 \times 5.252}{1.750} = 18,7$ lb-pé

c. O método usado no Exemplo 12-6 deu um resultado de 6,04 HP à plena carga, comparado a 6,25 HP do Exemplo 12-7; e um torque de 18,1 lb-pé, comparado a 18,7 lb-pé obtido no Exemplo 12-7.

Note-se que as condições mais reais do método do AIEE levam a um valor maior do rendimento (isto é, menos pessimista) e, por isto, a valores de torque e de potência de saída à plena carga correspondentemente mais elevados. Não é necessário dizer-se que, *se* o motor de indução *pode* ser fisicamente carregado, o seu rendimento deve ser determinado usando-se o método do AIEE, que é mais acurado e realista. Por outro lado, os rendimentos algo pessimistas obtidos pelo método do rotor bloqueado, semelhantemente às regulações pessimistas de alternadores, determinadas pelo método da impedância síncrona, podem ser preferíveis face à facilidade de obtenção, à simplicidade do cálculo e à confiança de que, sob condições reais de carga, o desempenho da máquina superará ao calculado. Finalmente, o método do AIEE requer carregamento direto e não se aplica ao ensaio de motores de indução maiores.

12-15. RENDIMENTO DE MOTORES MONOFÁSICOS

O rendimento de motores monofásicos *fracionários* é normalmente determinado por qualquer dos métodos seguintes:

1. Pequenos dinamômetros para ensaio, em que o motor é acoplado a um gerador dinamométrico CC carregável por resistências, sendo que o estator é passível de um pequeno movimento por estar também montado sobre mancais. Um braço para torque é soldado ao estator do dinamômetro, restringindo seu movimento a uma célula medidora de

carga, através de uma escala de mola ou do tipo Chatillon para medição da força ou torque desenvolvido pelo dinamômetro. Este método usa carregamento *direto*.
2. Podem-se usar geradores calibrados (de rendimento conhecido) para medir-se o rendimento relativo de motores monofásicos de potência fracionária, de maneira idêntica à descrita na Seç. 12-10. Este método usa também o carregamento direto.
3. Motores monofásicos de potência integral podem ser ensaiados pelo método convencional do rotor bloqueado. A técnica é algo mais fácil, devido à relativa simplicidade dos cálculos monofásicos e por não serem necessários equipamentos especiais.
4. O método de carregamento direto do AIEE, já descrito, pode também ser utilizado, se o que se deseja é uma determinação mais precisa do rendimento (Seç. 12-14).
5. Em lugar do gerador dinamométrico, apresentado em (1) acima, pode-se usar um freio de Prony com um braço de torque e uma escala que permite a leitura da potência em HP, por carregamento direto.

12-16. FATORES QUE AFETAM A CAPACIDADE DAS MÁQUINAS

Como se estabeleceu previamente, as máquinas elétricas são especificadas em função de suas capacidades de *saída*. Geradores e alternadores são especificados, em função de sua potência de saída, em kilowatts (kW) ou kilovolt-ampères (kVA) a uma dada velocidade nominal da máquina primária, a uma dada tensão de saída nos terminais. Motores (CC e CA) são especificados em função das capacidades de saída ou **potência no eixo** à velocidade nominal, corrente de plena carga e tensão aplicada. Quando as máquinas elétricas são operadas sob estas condições da placa, há uma implicação de que o acréscimo de temperatura não seja excessivo e que as máquinas não se sobreaqueçam. Embora o fabricante deva assegurar que sobrecargas temporárias sejam suportadas, não se espera que o mesmo ocorra se as sobrecargas durarem longos períodos. O consumidor que, por motivos de economia, adquirir um motor de 10 HP para acionar continuamente uma carga de 12 ou 15 HP, corre o risco de *prejudicar-se* ao comprar um produto que (1) funcionará à velocidade nominal à carga nominal, mas não em sobrecarga; (2) se sobreaquecerá muito e (como resultado) terá genericamente uma vida mais curta; e (3) operará a um rendimento mais baixo em sobrecarga, durante o tempo em que esta durar. Assim, o menor custo inicial é contrabalançado pelo desempenho mais fraco e mais caro, bem como pela necessidade de uma substituição a mais curto prazo. Por esta razão, portanto, em todas as máquinas elétricas girantes se fornece uma indicação de placa sobre a elevação de temperatura permissível e sobre o ciclo de trabalho, bem como tensão, corrente, freqüência e velocidade nominais.

12-17. AUMENTO DE TEMPERATURA

A margem de elevação de temperatura permissível, em máquinas elétricas de fabricação usual, é 40 °C acima da temperatura ambiente. Assim, se a temperatura do local é 70 °F ou 21 °C, uma elevação de temperatura de 40 °C implica em que a temperatura do motor atinja 61 °C ou 142 °F. Deve-se notar que esta questão de elevação de temperatura "permissível" não pode ser levada a um absurdo. Um

motor localizado numa área confinada, próximo a um dispositivo de temperatura elevada, como seja um aquecedor, pode ter uma temperatura ambiente[9] de 140 °F ou 60 °C. Uma elevação de 40 °C sobre uma tal temperatura ambiente levará a temperatura do motor a 100 °C, ou seja, ao ponto de ebulição da água. Além disto, mesmo quando o motor não estiver funcionando, os 140 °F (60 °C) da temperatura "ambiente" de um tal motor podem ser por demais elevados em relação à máxima temperatura limite, baseada no seu respectivo tipo de isolante. Conquanto qualquer máquina elétrica girante opere satisfatoriamente, por algum tempo, a temperaturas mais altas que a *sua*, terá sua vida encurtada precisamente pela *mesma* razão que se estivesse eletricamente sobrecarregada.

Estudos empíricos mostram que, para cada acréscimo de 10°C na temperatura de funcionamento do motor em relação ao limite recomendado para a temperatura do ponto mais quente (V. Tabela 12-2), a vida do enrolamento é reduzida à metade. Inversamente, para cada 10°C de redução na temperatura de operação do motor, abaixo de um determinado limite estabelecido, a vida do enrolamento é duplicada.

A Tabela 12-2 utiliza o máximo normalizado de 40 °C para a elevação sobre a temperatura ambiente, a fim de estabelecer a máxima temperatura final admissível, com base na temperatura limite do ponto mais quente correspondente às várias classes de materiais.

A temperatura permissível para o ponto mais quente numa dada máquina, usando uma classe específica de isolante, pode ser difícil de determinar, uma vez que este ponto pode estar imerso nos enrolamentos do estator ou armadura, ou pode não ser acessível por alguma outra razão. Termômetros do tipo termopar ou do tipo de bulbo líquido (mercúrio ou álcool) têm de ser localizados nas partes mais acessíveis ou mais externas da máquina, e um tal valor de temperatura depende do gradiente termodinâmico criado pelo invólucro físico da máquina. É costume adicionar uma correção de 15 °C à temperatura da superfície, para determinar aquela do ponto mais quente. Um valor mais elevado e mais verdadeiro da temperatura interna máxima é usualmente obtido comparando-se os valores das resistências a quente e a frio dos enrolamentos do estator ou do rotor, antes e imediatamente após o funcionamento, utilizando-se o coeficiente de temperatura do

---

[9]Temperatura ambiente, conforme definida pelo *Standard* do AIEE N.° 1, de junho de 1947, é "a temperatura do meio usado para refrigeração, quer direta quer indiretamente, e que deve ser subtraída da temperatura medida na máquina para determinar-se a elevação de temperatura sob determinadas condições de ensaio". É definida para os casos particulares que seguem:

1. Para aparelhos autoventilados, a temperatura ambiente é a temperatura média do ar nas vizinhanças imediatas do aparelho.
2. Para máquinas ventiladas a ar ou a gás, com ventilação forçada ou refrigeração secundária a água, a temperatura ambiente é tomada como a do ar ou do gás refrigerante de entrada.
3. Para aparelhos que usam óleo ou outro líquido para imersão das partes aquecidas, em que é usada água para a refrigeração, a temperatura ambiente é tomada como a da água de refrigeração na entrada.

Para que se estabeleçam classes, 40 °C é tomada como a temperatura ambiente limite do ar refrigerante ou de outro gás.

TABELA 12-2

TEMPERATURAS-LIMITE DE MATERIAIS ISOLANTES

DESCRIÇÃO DO MATERIAL	CLASSE DE ISOLAÇÃO	TEMP. PERMISSÍVEL P/UMA TEMP. AMB. DE 40 °C	TEMP. MÁX. LIMITE DO PONTO MAIS QUENTE
Algodão, papel, seda ou outros materiais orgânicos não imersos nem impregnados em materiais isolantes líquidos.	0	50 °C	90 °C
1. Qualquer dos materiais acima, imerso ou impregnado em líquidos dielétricos. 2. Esmaltes e vernizes aplicados aos condutores. 3. Películas e lâminas de acetato de celulose ou outros produtos à base de celulose. 4. Materiais moldados e laminados que tenham filler de celulose ou resinas fenólicas. ou outras resinas de propriedades semelhantes.	A	65 °C	105 °C
Mica, asbesto, fibra de vidro e outros minerais inorgânicos com pequenas proporções de materiais Classe A como aglutinantes e enchimento (filler).	B	90 °C	130 °C
1. Mica, asbesto, fibra de vidro e materiais inorgânicos similares, com substâncias aglutinantes à base de compostos de silicones. 2. Compostos de silicone em forma elástica ou resinosa, ou materiais com propriedades dielétricas ou de temperatura equivalentes.	H	140 °C	180 °C
Mica pura, porcelana, vidro, quartzo e materiais inorgânicos similares em forma pura (lã de vidro).	C	Não há limite determinado	

cobre.[10] Normalmente, é feita uma correção de 10 °C para "o ponto mais quente", em relação às temperaturas medidas através da variação da resistência.

Talvez o melhor método de obter-se a temperatura do ponto mais quente seja através de detectores de temperatura engastados no material. Estes são ou termopares ou materiais sensíveis à temperatura, que são colocados durante a construção da máquina e cujos terminais são trazidos para fora, para serem ligados aos dispositivos de medição de temperatura. Detectores bem colocados levam

[10]A equação

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{(1/\alpha) + t_2}{(1/\alpha) + t_1}$$

pode também ser usada para materiais outros que não o cobre. Para o cobre, $1/\alpha$ é igual a 234,5; e a equação é resolvida para t_2, onde t_1 é a temperatura ambiente.

usualmente a valores mais elevados de temperatura, tanto daqueles medidos através da variação da resistência, como também dos medidos pelas técnicas de termômetros de contato.

Com base na Tabela 12-2, o leitor poder-se-á inclinar a concluir que, se mesmo a mais pobre isolação, Classe O, pode resistir a uma temperatura máxima de 90 °C, não há nada com que nos preocuparmos. Infelizmente, há, uma vez que a maioria das medições de temperatura é feita na superfície ou pelas técnicas de variação da resistência. É precisamente por esta razão que a ASA (American Standards Association) estabelece designação para as temperaturas-limite "observáveis".[11] Isto é um reconhecimento do fato de que, na maioria das condições, lê-se a temperatura da superfície, ao invés da interna.

Além dos regimes de temperatura, outros valores normalizados, como tensão, ciclo de trabalho e velocidade, podem ser estabelecidos para as máquinas.

12-18. TENSÕES NOMINAIS

As tensões nominais padronizadas, adotadas pela NEMA, são dadas na Tabela 12-3. Note-se na Tabela 12-3 que a diferença de tensão entre geradores CC e motores permite uma queda na tensão de linha nos condutores que alimentam o motor. Isto também ocorre no caso dos alternadores CA e motores mono e

TABELA 12-3
TENSÕES NOMINAIS NORMALIZADAS PARA MÁQUINAS ELÉTRICAS GIRANTES

MÁQUINAS	TENSÕES NOMINAIS NORMALIZADAS
GERADOR CC	125, 250, 275, 600 V
MOTOR CC	120, 240, 550 V
MOTORES MONOFÁSICOS CA	115, 230, 440 V
MOTORES POLIFÁSICOS CA	110, 208, 220, 440, 550, 2.300, 4.000, 4.600, 6.600 V
ALTERNADORES CA	120, 240, 480, 600, 2.400, 2.500, 4.160, 4.330, 6.990, 11.500, 13.800, 23.000 V

polifásicos CA. Estas tensões nominais também correspondem às Tabelas A-3, A-4, e A-5 no Apêndice, para motores CA e CC, embora as tabelas não incluam as correntes de linhas nominais para motores polifásicos ou síncronos correspondentes às tensões mais altas mostradas acima. Como se indica nas tabelas do Apêndice, as capacidades normalizadas não são disponíveis em toda a gama de tensões. As máquinas de tensões mais elevadas são normalmente reservadas para as mais altas capacidades.

[11] O estabelecimento de 40 °C permissíveis para máquinas de utilização geral (em vez dos valores dados na primeira coluna de temperaturas da Tabela 12-2) é um fator de segurança baseado em elevações de temperatura "observáveis" para diferentes tipos de máquinas. Veja-se *Máquinas Elétricas Girantes*, nos Standards da ASA C-50, 1943.

12-19. EFEITO DO CICLO DE TRABALHO E DA TEMPERATURA AMBIENTE NA CAPACIDADE

Além da temperatura e da tensão nominal, outro fator que influi na capacidade é o *ciclo de trabalho*. O ciclo de trabalho de máquinas elétricas, de fabricação corrente, é estabelecido quer como *contínuo, intermitente, periódico* ou *variável*.[12]

Para a mesma potência em HP ou capacidade em kVA, a máquina para ciclo contínuo será *maior* em tamanho, fisicamente, do que aquela para ciclo intermitente. O maior tamanho resulta de condutores de maior diâmetro e de uma isolação mais pesada. Mais ainda, um tamanho maior de carcaça representa uma maior superfície, da qual o calor deve ser dissipado; e isto resulta, também, numa menor temperatura de operação para o mesmo tempo de funcionamento. Genericamente, um motor de 10 HP para ciclo *contínuo* pode ser considerado como um motor de 12 HP ou 13 HP para ciclo *intermitente* (ainda que a velocidade nominal possa ser algo menor), uma vez que a elevação de temperatura não seja excessiva se o motor for intermitentemente operado; V. Exemplo 12-8, Seç. 12-22.

O ciclo de trabalho está assim muito relacionado à temperatura, e geralmente leva em conta também fatores ambientais. Um alternador de 100 kVA (regime intermitente) poderia ser convertido num alternador de 200 kVA, se fosse operado continuamente no Pólo Norte, a uma temperatura ambiente de – 80 °C, uma vez que todo o calor gerado ainda não seria suficiente para sobreaquecer o alternador sob tais condições ambientes.

Da mesma forma que a capacidade nominal e o ciclo de trabalho são *reduzidos* por um *aumento* da *temperatura ambiente*, eles também são *aumentados* por uma *diminuição* da temperatura ambiente.

Da mesma forma, máquinas *totalmente fechadas* (sem ventilação forçada auxiliar, que não permita a ventilação ou substituição do ar interno) não têm uma capacidade tão grande quanto a de máquinas semelhantes que *não* sejam totalmente fechadas e sejam ventiladas de tal maneira que o ar fresco circule através dos enrolamentos do estator e do rotor (V. Seç. 12-20).

12-20. TIPOS DE CARCAÇAS

A NEMA (National Electric Manufacturers Association) reconhece e define os tipos de carcaças de motores abaixo relacionados. Os motores totalmente fechados têm tamanho físico maior e custo mais elevado que os motores abertos da mesma capacidade em HP, ciclo de trabalho e elevação de temperatura em relação à ambiente.

Carcaça à prova de água — é uma carcaça totalmente fechada, construída de modo a excluir a água nela aplicada sob forma de jato de mangueira, com exceção daquela que possa vazar em torno do eixo, uma vez que não se permite também a entrada de água pelo reservatório de óleo e se prevê drenagem automática para uma tal eventualidade. A drenagem em questão

[12]V. Seç. 12-22, para definições e cálculos de capacidades, com base no ciclo de trabalho.

poderá ser feita por meio de uma válvula ou um orifício de drenagem, que ligue a parte mais baixa do mancal ao sistema de drenagem.

Carcaça à prova de poeiras e ignição — é uma carcaça totalmente fechada, projetada e construída de forma a excluir quantidades inflamáveis de poeiras, ou em quantidades tais que possam afetar o desempenho da máquina.

Carcaça à prova de explosão — é uma carcaça totalmente fechada, projetada e construída para suportar uma explosão de um gás ou vapor específico que possa ocorrer dentro de si mesma, e também para evitar a ignição de um gás ou vapor específico que a circunde, através de faíscas, centelhas ou explosões que possam ocorrer dentro dela.

Carcaça totalmente fechada — é uma carcaça que não permite a livre troca de ar entre o lado de dentro e o de fora, mas que não é suficientemente encapsulada para ser considerada estanque.

Carcaça à prova de tempo — é uma carcaça aberta, cujas passagens de ventilação são projetadas de modo a minimizar o ingresso de chuva, neve ou outras partículas aéreas que possam incidir sobre suas partes elétricas.

Carcaça guardada — é uma carcaça aberta, na qual todas as aberturas, que têm contato direto com partes vivas ou girantes (exceto o eixo liso do motor), têm um tamanho limitado pelo projeto das partes estruturais ou por grades, telas, metal expandido, etc. a fim de evitar-se contato acidental com tais partes. Tais aberturas não devem permitir a passagem de um calibre cilíndrico de meia polegada de diâmetro.

Carcaça à prova de respingos — é uma carcaça aberta, na qual as aberturas de ventilação são construídas de modo que gotas de líquido ou partículas sólidas, caindo sobre ela a qualquer ângulo não maior que 100° em relação à vertical, não possam entrar na máquina, nem diretamente nem por deslizamento sobre uma superfície horizontal ou inclinada para dentro dela.

Carcaça à prova de pingos — é uma carcaça aberta, na qual as aberturas de ventilação são construídas de modo que gotas de líquido ou partículas sólidas, caindo sobre ela a qualquer ângulo não maior que 15° em relação à vertical, não possam entrar na máquina, nem diretamente nem por deslizamento sobre uma superfície horizontal ou inclinada para dentro dela.

Carcaça aberta — é uma carcaça que tem aberturas de ventilação que permitem a passagem do ar externo de refrigeração em torno dos enrolamentos da máquina. Quando existe ventilador interno, tais máquinas se chamam autoventiladas.

12-21. VELOCIDADES NOMINAIS; CLASSIFICAÇÕES EM VELOCIDADES; REVERSIBILIDADE

Geradores, conversores e alternadores são todos projetados para uma dada velocidade constante, cujo valor é expresso na placa. Quando acionados por uma máquina primária à velocidade nominal, o gerador, e alternador ou o conversor entregam sua tensão nominal (constante) à carga nominal.

Os motores, entretanto, estão sujeitos à variação de carga. Uma velocidade reduzida produzirá má ventilação e superaquecimento. Os motores, portanto, são especificados para a velocidade na qual entregarão sua potência nominal de saída, quando alimentados à tensão nominal. Quando se utiliza controle de velocidade nos motores, entretanto, não se pode esperar que, para uma mesma corrente nominal de carga, uma velocidade mais baixa produza a potência nominal. Em geral, conforme a velocidade *decresce*, a potência também *decresce* proporcionalmente.

Um sistema de classificação, baseado nas características do motor foi desenvolvido pela NEMA, para defini-los em função destas características, como se segue:

Motor de velocidade constante — é aquele cuja velocidade varia relativamente pouco, desde a vazio até plena carga. Quando não for estabelecido limite, considera-se que uma regulação em velocidade de, aproximadamente, 20 por cento ou melhor que ela (menor) é aceitável. Esta classe inclui os motores-derivação, motores de indução de rotor de gaiola, e vários motores monofásicos do tipo de indução e síncronos.

Motor de velocidade variável — é aquele cuja velocidade varia consideravelmente, desde a vazio até plena carga, isto é, aquele cuja regulação em velocidade é maior que 20 por cento. Motores-série, alguns motores compostos, motores de repulsão e motores de repulsão-indução, caem nesta categoria.

Motor de velocidade ajustável — é aquele cuja velocidade pode ser ajustada gradualmente dentro de uma faixa considerável, isto é, acima e abaixo da velocidade nominal, mas cuja velocidade, para qualquer ajuste (regulação de velocidade), variará apenas de uma parcela relativamente pequena desde a vazio até plena carga. O motor-derivação CC é um exemplo excelente deste tipo de motor.

Motor de velocidade variável e ajustável — é aquele cuja velocidade pode ser ajustada gradualmente dentro de uma gama considerável, mas cuja velocidade, para qualquer ajuste, variará consideravelmente desde a vazio até plena carga, isto é, que tenha uma regulação de velocidade pior que 20 por cento. Os motores-série, alguns motores compostos, motores de repulsão-indução e motores de indução de rotor bobinado caem nesta categoria.

Motor de múltipla velocidade — é aquele cuja velocidade pode ser ajustada a dois ou mais valores definidos, mas cuja velocidade não pode ser ajustada gradativamente e cuja velocidade, para qualquer ajustamento definido, varia relativamente muito pouco entre as situações desde a vazio até plena carga. O motor de indução, quer monofásico quer polifásico, tendo número conseqüente de pólos, é um excelente exemplo desta categoria.

Motor não-reversível — é um motor cujo sentido de rotação não pode ser invertido, quer quando em funcionamento, quer quando quase em repouso. Um motor de indução de partida à relutância é um motor não-reversível.

Motor reversível a baixa velocidade — é um motor que pode ser invertido por alteração em certas ligações *externas* do motor, mesmo quando o motor está girando num sentido determinado, sem que seja necessário pará-lo. Um motor de partida a capacitor é um exemplo deste tipo.

Motor reversível em funcionamento — é um motor que pode ser invertido a *qualquer* tempo e em qualquer condição de carga, mesmo quando girando à carga e velocidade nominais, sendo a alteração feita em certas ligações externas do motor.

Todos os motores CC são reversíveis sob carga, utilizando-se ligações de inversão da armadura. Dos motores de indução monofásicos CA, apenas o motor a capacitor é um motor reversível sob carga. Todos os motores de indução polifásicos são motores reversíveis sob carga, por chaveamento.

A Tabela 12-4, a seguir, relaciona vários grupos de motores CA e CC, primeiramente por suas características de regulação em função da velocidade, e depois por suas características de variação de velocidade.[13]

---

[13]Para uma discussão mais detalhada dos controles de velocidade e suas respectivas técnicas, vide KOSOW. *Control of electric machines*. Englewood Cliffs, N. J., Prentice-Hall, 1973.

TABELA 12-4

CLASSIFICAÇÃO DE MOTORES COM BASE NA REGULAÇÃO DE VELOCIDADE E NA VARIAÇÃO DE VELOCIDADE

GRUPO	TIPO DE MOTOR	CARACTERÍSTICAS DE REGULAÇÃO DE VELOCIDADE
1	Motor síncrono a. Polifásico b. Monofásico 1. Motor de relutância 2. Motor de histerese	Absolutamente constante, à velocidade síncrona $Ns = \frac{120f}{P}$
2	Motor de tipo gaiola assíncrono a. Polifásico b. Monofásico Motor-derivação CC	Velocidade relativamente constante desde a vazio até plena carga, sendo algo maior a velocidade a vazio.
3	Motor de tipo gaiola, polifásico — Categoria D Motor composto CC	Decréscimo moderado da velocidade desde a vazio até plena carga.
4	Motores de repulsão, repulsão-indução, série CC e CA, e motor universal	Grande diminuição de velocidade entre as situações desde a vazio até a plena carga. Altas velocidades a vazio ou a baixa carga. Torque muito elevado na partida, e baixa velocidade com torque elevado.
		CARACTERÍSTICAS DE VARIAÇÃO AJUSTÁVEL DA VELOCIDADE
1	Motor de tipo gaiola polifásico ou motor síncrono alimentado por alternador de freqüência ajustável	Gama de variação de velocidade até 6:1
2	Motor CC usando controle através de reostato no campo e tensão de armadura	Gama de variação de velocidade até 200:1
3	Motores mono e polifásicos que utilizam sistemas de ajuste mecânico da velocidade ou acoplamentos por embreagem das correntes parasitas	Até 25 HP, variação de velocidade até 16:1 Até 100 HP, variação de velocidade até 100:1
4	Motores CC usando controle de estado sólido da forma de onda de entrada	Variação de velocidade até 200:1
5	Motores de indução polifásicos de rotor bobinado a. controle de resistência secundária b. concatenação (controle por tensão externa) c. sistema Leblanc d. sistema Kramer de Controle e. sistema Scherbius f. controle de tensão externa por estado sólido	Variação da velocidade desde 10:1 até 200:1
6	Motor Schrage de deslocamento de escovas	Variação da velocidade até 4:1
7	Motor de repulsão por deslocamento de escovas	Variação da velocidade até 6:1
8	Motores de tipo gaiola, de velocidades múltiplas, mono e polifásicos	Relações de velocidades de 2:1 ou 4:1, mas não ajustáveis nestas gamas. Velocidades definidas com pequenas variações devidas à carga.

12-22. FATORES QUE AFETAM A SELEÇÃO DE GERADORES E MOTORES

Além de alguns dos fatores já mencionados, outros há que são importantes na seleção de motores e geradores para finalidades específicas.

No caso de um gerador, conversor síncrono ou alternador, tais fatores incluem: o tipo máquina primária; o método de montagem a ser utilizado; o sentido de rotação; o fato de ser instalado em local aberto ou em local totalmente fechado; o tipo de controle a ser utilizado; as condições de manutenção em termos de acessibilidade; se o acoplamento à máquina primária é direto, por rodas dentadas ou polias; e as condições genéricas do meio ambiente, de umidade, de tipo de atmosfera, e outras a que a máquina esteja sujeita.

No caso de um motor, o *fator de serviço* (V. Exemplo 12-8) é talvez o fator mais importante a ser considerado. A natureza da carga e a freqüência de sobrecargas são considerações sérias; também, o tipo de montagem, se horizontal ou vertical, e se no chão, no teto ou na parede; o tipo de controle de velocidade a ser empregado; o método de acoplamento à carga; e uma medição da freqüência em que ocorrerão as paradas, partidas e reversões são todos fatores que afetam o tipo de motor a ser selecionado e a sua capacidade em função da potência nominal. Sempre que possível, devem-se utilizar dados baseados em ensaios com um motor de instalação temporária ou através de cálculos. Devem-se considerar as condições de carga média e máxima nos testes e cálculos. Em alguns casos, os requisitos de carga máxima podem ocorrer apenas na partida, enquanto que, em outros casos, sobrecargas periódicas, de curta duração, podem exceder os requisitos de partida. Outros fatores incluem fonte de potência disponível, freqüência, flutuações de tensão, características de reversão, gama de velocidades, métodos de montagem, espaço disponível, método de lubrificação, acesso às escovas (se existirem), manutenção, acoplamentos, técnicas de redução de velocidade, tipo de carcaça (Seç. 12-20), custo por HP, torque de partida e de funcionamento, tempo de aceleração e torque máximo.

Ainda, como se estabeleceu a princípio, o ciclo de trabalho é talvez o mais importante fator. A NEMA classifica quatro diferentes tipos de ciclos de trabalho.

1. ciclo *contínuo* — a máquina opera a uma carga aproximadamente constante, por períodos de tempo razoavelmente longos.
2. ciclo *periódico* — os requisitos de carga repetem-se regularmente, a intervalos periódicos, durante um período de tempo razoavelmente longo.
3. ciclo *intermitente* — ocorrência irregular de requisitos de carga, incluindo períodos bastante longos de repouso, nos quais não há ocorrência de carga.
4. ciclo *variável* — quer as cargas, quer os períodos de tempo em que os requisitos de carga ocorrem, podem estar sujeitos a uma ampla variação, sem repouso, durante um período razoavelmente longo de tempo, sem que haja, entretanto, qualquer regularidade.

O Exemplo 12-8 a seguir mostra o método de cálculo da capacidade em HP, em termos de *valor médio quadrático de HP,* para motores de ciclo de trabalho intermitente, variável e periódico.

Como regra geral, para todas as máquinas, a capacidade selecionada deve ser tal que as máquinas operem entre três quartos de carga e a plena carga, durante a maior parte do tempo. Uma máquina maior que a necessária terá um rendimento baixo em funcionamento, e um elevado custo de operação, além de um elevado custo inicial. No caso de um gerador, se a capacidade é acrescida por antecipação, o fato pode não ser um problema maior. No caso de um motor que acione uma carga específica, como seja um motor de indução, não apenas o seu rendimento (de um motor maior que o necessário) é pior, como também será mais pobre o fator de potência. Semelhantemente, uma máquina que é demasiadamente pequena para a carga tem um menor rendimento operacional e está sujeita a sobreaquecimento, vida mais curta e custos elevados de manutenção e de reparos.

Numa série de aplicações, pode ser necessária a seleção de um motor para condições de serviço tais como acionar uma carga, que varie amplamente em ciclos contínuos e repetidos. Uma furadeira, por exemplo, pode ser usada com várias brocas e em metais de qualidade e espessuras diversas. O aquecimento do motor não é determinado pelo valor de pique, mas sim pelo valor médio quadrático da corrente sob as diferentes condições de carga. Além disto, o período de esfriamento, no qual o motor estiver parado, é *menos* efetivo que se o motor estivesse girando, sendo, pois, usual dividirem-se os períodos de parada por um fator empírico, que vale aproximadamente 3. A potência requerida é, pois, o valor médio quadrático das várias potências instantâneas durante um dado ciclo de teste, conforme mostra o Exemplo 12-8.

EXEMPLO 12-8: Um motor-teste, de 200 HP, foi empregado para determinar a melhor capacidade nominal para uma carga de ciclo variável, dentro de um período de 30 minutos. O motor teste funciona em 200 HP durante 5 minutos, em 20 HP durante 5 minutos, em repouso por 10 minutos, seguido de um período de 100 HP por 10 minutos. Calcule a potência requerida para uma tal carga intermitente variável.

Solução:

$$\text{HP médios quadráticos} = \sqrt{\frac{[(200)^2 \times 5] + [(20)^2 \times 5] + [(100)^2 \times 10]}{5 + 5 + 10 + 10/3}}$$

$$= 114 \text{ HP}$$

Selecionar-se-ia um motor de 125 HP, uma vez que é a potência comercial nominal normalizada, imediatamente superior ao valor encontrado. Isto significa que o motor funcionaria com uma sobrecarga de 160 por cento (a 200 HP) por 5 minutos, ou seja, durante um sexto de seu ciclo de trabalho.

Genericamente, a maior parte dos fabricantes de máquinas elétricas emprega engenheiros em suas organizações, para orientar os consumidores na seleção de máquinas apropriadas quanto a tamanho e tipo, para requisitos determinados de carga. É conveniente consultar-se um ou mais destes grupos antes de adquirir um equipamento que, se selecionado erroneamente, resultará num custo elevado de energia, um funcionamento ineficiente, em condições de sobreaquecimento sujeito a paradas e a custos elevados de manutenção.

TABELA 12-5
GUIA DE REFERÊNCIA PARA AS CAUSAS PROVÁVEIS DE PROBLEMAS EM MOTORES

TIPO DE MOTOR	FASE DIVIDIDA	MONOFÁSICO CA			POLIFÁSICOS CA (2 ou 3 fases)	MOTORES DE ESCOVAS (universal, série, derivação ou composto)
		PARTIDA A CAPACITOR	PARTIDA E FUNC. A CAPACITOR	PÓLO RANHURADO		
SINTOMA OU PROBLEMA			* CAUSAS PROVÁVEIS			
Não parte.	1, 2, 3, 5	1, 2, 3, 4, 5	1, 2, 4, 7, 17	1, 2, 7, 16, 17	1, 2, 9	1, 2, 12, 13
Nem sempre parte, mesmo sem carga, mas funciona em qualquer sentido, se lhe for dada partida manualmente.	3, 5	3, 4, 5	4, 9		9	
Parte, mas se aquece rapidamente.	6, 8	6, 8	4, 8	8	8	8
Parte, mas funciona muito quente.	8	8	4, 8	8	8	8
Não parte, mas funciona em qualquer sentido quando lhe é dada partida manualmente — superaquece.	3, 5, 8	3, 4, 5, 8	4, 8, 9		8, 9	
Funciona arrastado — não atinge a velocidade — faísca severamente as escovas.						10, 11, 12, 13, 14
Velocidade anormalmente alta — faísca severamente nas escovas.						15
Redução na potência — o motor se sobreaquece.	8, 16, 17	8, 16, 17	8, 16, 17	8, 16, 17	8, 16, 17	13, 16, 17
O motor queima fusíveis, ou não para quando a chave é colocada na posição desligada.	8, 18	8, 18	8, 18	8, 18	8, 18	18, 19
Operação meio estável — vibração séria.						10, 11, 12, 13, 19

* **Causas prováveis**

1. Ligação à linha aberta.
2. Circuito aberto no enrolamento do motor.
3. Contatos da chave centrífuga não fechados.
4. Capacitor defeituoso.
5. Enrolamento de partida interrompido.
6. Chave centrífuga de partida não desliga.
7. Motor sobrecarregado.
8. Enrolamento curto-circuitado ou aterrado.
9. Um ou mais enrolamentos abertos.
10. Mica alta entre as teclas do comutador.
11. Comutador sujo ou excêntrico.
12. Escovas gastas e/ou molas de escovas fundidas.
13. Circuito aberto ou curto-circuito no enrolamento da armadura.
14. Escovas sujas de óleo.
15. Circuito do enrolamento derivação aberto.
16. Rolamentos empenados ou muito apertados.
17. Interferência entre elementos estacionários e girantes.
18. Aterramento próximo ao terminal do enrolamento junto à chave.
19. Enrolamento da armadura em curto ou aterrado.

12-23. MANUTENÇÃO

A manutenção preventiva e as técnicas de inspeção rotineira conservam e prolongam a vida das máquinas elétricas. As máquinas do tipo de indução reque-

rem apenas lubrificação periódica, enquanto que algumas equipadas com mancais autolubrificados "perenes" não necessitam nem mesmo lubrificação. As máquinas equipadas com escovas requerem manutenção periódica destas, do comutador ou anéis coletores, além da lubrificação. Motores-série de elevadas velocidades (CC, CA ou universais) não devem ser selecionados para ciclos de trabalho longos ou contínuos, uma vez que o severo faiscamento das escovas pode implicar em freqüentes limpezas do comutador e substituição das escovas.

Na lubrificação de máquinas elétricas, o excesso de óleo pode ser tão prejudicial como a lubrificação insuficiente. Comutadores sujos de óleo ou escovas encharcadas podem resultar num faiscamento severo nas máquinas a comutador. Vazamento de óleo sobre o estator pode causar ruptura na isolação dos enrolamentos do estator, de máquinas CA e CC.

A maior parte das máquinas elétricas requer um mínimo de manutenção, que se restringe apenas a uma pequena lubrificação. Mas muitos tipos de motores fracionários monofásicos, dos tipos de fase dividida e de repulsão, são equipados com chaves centrífugas, que podem ser fonte de problemas que avariem seriamente o motor. Se um mecanismo centrífugo "emperra na posição de funcionamento", o motor não conseguirá partir. Se "emperra na posição de partida", o enrolamento de partida se sobreaquece e o motor não consegue atingir a velocidade nominal. Por outro lado, os contatos das chaves podem se apresentar grudados ou oxidados, ou mesmo gastos. Tais mecanismos devem então ser substituídos, ao invés de consertados.

Uma vez que a manutenção normalmente é restrita a uma mera rotina de lubrificação, a inspeção torna-se um fator importante para prolongar a vida da máquina, e não deve ser, pois, ignorada. Quatro dos cinco sentidos são aqui de extrema importância: visão, audição, olfato e tato. A inspeção visual revelará alguns dos problemas relacionados na Tabela 12-5. Um motor ruidoso é uma indicação de rolamentos gastos, sobrecarga ou falta de uma fase na alimentação. Cheiro de queimado, característico de isolação queimada, é uma indicação de sobrecarga. Um enrolamento ou rolamento sobreaquecido é detectável por toque (a superfície não deve estar tão quente que não se possa colocar a mão sobre ela).

Mais ainda, em caso de dúvida, certos sintomas, se identificados (V. Tabela 12-5), automaticamente eliminam outros. Se ocorre o aquecimento e a temperatura aumenta significativamente, automaticamente estão eliminadas outras possibilidades, tais como fusível queimado ou impossibilidade de partida.

A lista acima dos 19 problemas mais comuns e suas causas não é exclusiva, mas pode ser útil no diagnóstico da maioria dos problemas.[14] (V. Tabela 12-5.)

BIBLIOGRAFIA

1. AHLQUIST, R. W. Equations depicting the operation of the dc motor. *Electrical Engineering*, Apr. 1955.
2. ALGER, P. L. *The nature of polyphase induction machines*. New York, Wiley & Sons, 1951.

[14]BODINE ELECTRIC COMPANY. *Fractional HP motor and control handbook*. 3. ed. 1968, p. 99.

3. — & ERDELYI, E. Electromechanical energy conversion. *Electro-Technology*, Sept. 1961.
4. AMERICAN INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS. *General principles upon which temperature limits are based in the rating of electrical equipment*. New York, AIEE, Publication N.º 1.
5. AMERICAN STANDARDS ASSOCIATION. *Industrial control equipment*. New York, ASA, Group 25, ASA C42.25.
6. BEWLEY, L. V. *Alternating current machinery*. New York, Macmillan, 1949.
7. —. *Tensor analysis of electrical circuits and machines*. New York, Ronald Press, 1961.
8. BUCHANAN, C. H. Duty-cycle calculations for wound-rotor motors. *Electrical Manufacturing*, Nov. 1959.
9. CARR, C. C. *Electrical machinery*. New York, Wiley & Sons, 1958.
10. COOK, J. W. Squirrel-cage induction motors under duty-cycle conditions. *Electrical Manufacturing*, Feb. 1956.
11. CROSNO, C. D. *Fundamentals of electromechanical conversion*. New York, Harcourt, Brace, Jovanovich, 1968.
12. DANIELS. *The performance of electrical machines*. New York, McGraw-Hill, 1968.
13. FITZGERALD, A. E. & KINGSLEY, C. *The dynamics and statics of electromechanical energy conversion*. 2. ed. New York, McGraw-Hill, 1961.
14. HEUMANN. G. W. Motor Protection. In —. *Magnetic control of industrial motors*. New York, Wiley & Sons, 1961. Part 2, Cap. 6.
15. HINDMARSH, J. *Electrical machines*. Elmsford, N. Y., Pergamon, 1965.
16. JONES, C. V. *The unified theory of electrical machines*. New York, Plenum, 1968.
17. KARR, F. R. *Squirrel-cage motor characteristics useful in setting protective devices*. AIEE Paper 59-13.
18. LEBENS, J. C. Positive over-temperature protection — with heat limiters. *Electrical Manufacturing*, Jan. 1958.
19. LEVI, E. & PANZER, M. *Electromechanical power conversion*. New York, McGraw-Hill, 1966.
20. LIBBY, C. C. *Motor selection and application*. New York, McGraw-Hill, 1960.
21. MAJMUDAR, H. *Introduction to electrical machines*. Boston, Allyn and Bacon, 1969.
22. MORRIS, G. C. Duty-cycle motor selection. *Electrical Manufacturing*, Nov. 1958.
23. NASAR, S. A. *Electromagnetic energy conversion devices and systems*. Englewood Cliffs, N. J., Prentice-Hall, 1970.
24. NATIONAL ELECTRICAL MANUFACTURERS ASSOCIATION. *Graphical symbols for electrical diagrams*. New York, NEMA. (IC1).
25. —. *Motor and general standards*. New York, NEMA (MG1).
26. NATIONAL MACHINE TOOL BUILDERS ASSOCIATION. *Machine tool electrical standards*. Cleveland, NMTBA.
27. O'KELLY & SIMMONS. *An introduction to generalized electrical machine theory*. New York, McGraw-Hill, 1968.
28. PUCHSTEIN, A. F. *The design of small direct current motors*. New York, Wiley/Interscience, 1961.
29. SCHMITZ, N. L. & NOVOTNY, D. W. *Introductory electromechanics*. New York, Ronald Press, 1965.
30. SELMON. *Magnetoelectric devices: transducers, transformers and machines*. New York, Willey/Interscience, 1966.
31. SHOULTS, D. R.; RIFE, C. J.; JOHNSON, T. C. *Electric motors in industry*. New York, Wiley & Sons, 1942.
32. SISKIND, C. S. *Direct-current machinery*. New York, McGraw-Hill, 1952.
33. SKILLING, H. H. *Electromechanics: a first course in electromechanical energy conversion*. New York, Wiley/Interscience, 1962.

34. SLAYMAKER, R. R. *Bearing lubrication analysis.* New York, Wiley & Sons, 1955.
35. SMEATON. *Motor applications and maintenance handbook.* New York, McGraw-Hill, 1969.
36. THALER, G. J. & WILCOX, M. L. *Electric machines: dynamics and steady state.* New York, Wiley/Interscience, 1966.
37. UNDERWRITERS LABORATORIES INC. Inherent motor overheat protection moves inside the field coils. In: Industrial control equipment (UL508), Chicago. *Electrical Manufacturing,* Nov. 1959.
38. VAUGHAN, V. G. & GLIDDEN, R. M. Built-in overheat protection for three-phase motors. *Electrical Manufacturing,* Aug. 1958.
39. — & WHITE, A. P. New hotter motors demand thermal protection. *Electrical Manufacturing,* Feb. 1959.
40. WALSH, E. M. *Energy conversion — electromechanical, direct, nuclear.* New York, Ronald Press, 1967.
41. VENIOTT. *Fractional and subfractional horsepower electric motors.* 3. ed. New York, McGraw-Hill, 1970.
42. WHITE, D. C. & WOODSON, H. H. *Electromechanical energy conversion.* New York, Wiley/Interscience, 1959.
43. WILCOCK, D. F. & BOOSER, E. R. *Bearing design and application.* New York, McGraw-Hill, 1957.
44. WILT, H. J. Circuit factors in motor protection. *Electrical Manufacturing,* June 1959.

QUESTÕES

12-1. a. Dê a relação entre potência e energia.
b. Sob que condições um dispositivo de conversão de energia é considerado um dispositivo de conversão de potência?
c. Uma máquina é capaz de armazenar energia? Explique.

12-2. a. Qual é a relação entre a potência de entrada e a de saída de uma máquina, de acordo com a lei da conservação da potência?
b. Por que a potência de saída de uma máquina é sempre menor que a potência de entrada?
c. Por que as perdas são sempre a diferença entre a potência de saída e a de entrada?

12-3. a. Dê uma equação para o rendimento de uma máquina em três formas.
b. Estabeleça a aplicação para cada forma.
c. Por que a Eq. (12-2b) leva à determinação do rendimento do motor?
d. Por que a Eq. (12-2c) leva à determinação do rendimento do gerador?
e. Com base nas suas respostas a (c) e (d) acima, por que é importante dispor-se de meios para avaliar as perdas?

12-4. a. Conquanto as perdas das máquinas possam representar energia na forma de calor, luz ou energia química, por que se imagina genericamente que a maior e única perda é a perda de potência térmica?
b. Em quais três maiores classes de perdas se divide a perda de potência térmica?
c. Defina cada uma das classes de perdas relacionadas em (b).
d. Há justificativa para se desprezarem as perdas adicionais abaixo de 150 kW e 200 HP?
e. Como se avaliam as perdas adicionais acima de 150 kW e 200 HP?

12-5. a. Enumere aquelas perdas elétricas que são razoavelmente constantes com as variações da carga.

b. Enumere aquelas perdas elétricas que variam em função da carga em todas as máquinas.

12-6. a. Imaginando que um alternador é acionado à velocidade constante e com excitação de campo constante, quais as perdas (elétricas e rotacionais) que são constantes em relação à carga?

b. Imaginando que um motor síncrono, com excitação de campo constante, é carregado desde a vazio até a plena carga, enumere as perdas (rotacionais e elétricas) que são constantes em relação à carga.

c. Quais as perdas enumeradas em (a) e (b) que existem a vazio?

12-7. A partir das suas respostas às questões 12-5 e 12-6, resuma, para máquinas de velocidade aproximadamente constante

a. as perdas que são razoavelmente constantes, independentemente da carga

b. as perdas que variam em função da carga.

12-8. a. Explique por que as perdas por histerese são confinadas apenas aos materiais magnéticos, enquanto que as perdas por correntes parasitas ocorrem para materiais magnéticos e para materiais condutivos, embora não magnéticos.

b. As perdas no núcleo são, algumas vezes, chamadas de perdas no ferro. Por que isto é uma designação errônea?

12-9. Desenhe o diagrama de fluxo de potência para um gerador derivação CC, mostrando

a. a equação da potência mecânica de entrada

b. a equação da potência gerada na armadura (potência elétrica desenvolvida)

c. as perdas mecânicas e no núcleo, em função dos itens (a) e (b) acima

d. as equações das perdas no cobre da armadura e do campo (perdas elétricas)

e. a equação da potência de saída.

f. o rendimento em função da Eq. (12-2c).

12-10. Desenhe o diagrama de fluxo de potência para um motor derivação, mostrando

a. a equação de potência de entrada elétrica

b. a equação das perdas no cobre da armadura e no campo

c. a equação da potência elétrica convertida em potência mecânica

d. as perdas rotacionais e no núcleo.

e. a equação da potência de saída mecânica

f. o rendimento com base na Eq. (12-2b).

12-11. a. Mostre que a mudança de estado $E_g I_a/746$ ou $E_c I_a/746$ não envolve perdas na conversão de watts em HP ou vice-versa, na Fig. 12-1.

b. Converta 1 kW em unidades de potência térmica (Btu/min) e potência mecânica (HP e pé lb/min) respectivamente.

12-12. a. Qual é a vantagem dos métodos convencionais da determinação do rendimento em relação ao do carregamento direto?

b. Por que é relativamente impossível o carregamento direto quando se trata de máquinas maiores?

c. Dê um tipo de método convencional aplicável à máquina CC.

d. Dê outros tipos de métodos convencionais aplicáveis a máquinas síncronas e assíncronas.

12-13. a. Explique por que a potência de saída de uma máquina CC é zero, quando ela funciona a vazio como motor, a uma certa velocidade predeterminada.

b. Como se determinam, exatamente e aproximadamente, as perdas rotacionais em (a)?

c. Que perdas específicas estão incluídas nas perdas rotacionais?

12-14. Na determinação do rendimento de um gerador CC pelos métodos convencionais, explique

a. por que funciona a vazio como um motor
b. como se avaliam as perdas elétricas para os vários valores da carga
c. como se avalia a potência de saída para os vários valores da carga
d. como se determina o rendimento para qualquer carga dada.

12-15. a. A partir da sua resposta à questão 12-7, indique, para máquinas que operam a velocidades constantes, as perdas das máquinas que são constantes, independentemente da carga, e aquelas que variam em função dela.
b. Nos termos do item (a) acima, explique sob que condições pode ocorrer o rendimento máximo.
c. Dadas as perdas fixas para um motor síncrono 3ϕ, W, e a resistência da armadura do estator, R_a, mostre como é possível determinar o valor da corrente de armadura, I_a, para a qual ocorre o rendimento máximo.

12-16. a. A relação para o rendimento máximo permanece verdadeira para máquinas de velocidade variável?
b. Como se determina o valor da carga (para a qual ocorre o rendimento máximo) para máquinas de velocidade variável?
c. Indique 2 métodos gráficos que possam ser utilizados para determinar o ponto de carga onde ocorre o rendimento máximo em (b) acima.

12-17. a. Que hipóteses são feitas ao se realizar apenas uma medida no ensaio de funcionamento a vazio, para a determinação das perdas rotacionais?
b. Por que é mais exato fazer-se uma série de medidas, duplicando o fluxo e a velocidade na qual funciona a máquina?
c. Que fator deverá ser duplicado para duplicar-se fluxo e velocidade uma só vez?
d. Por que o método da velocidade-fcem é mais preciso na determinação do rendimento de uma máquina de velocidade variável, do que simplesmente as medidas do ensaio a vazio?

12-18. a. Na determinação do rendimento convencional, qual a perda específica que se determina através do método do ensaio a vazio, para uma máquina síncrona?
b. Na determinação do rendimento convencional, qual a perda específica que se determina usando os dados do ensaio de curto, para uma máquina síncrona?
c. Quais as perdas que são consideradas fixas para um alternador?
d. Quais as perdas que são consideradas variáveis para um alternador?
e. Qual o fator que é alterado, na equação do rendimento, como resultado de uma variação no FP do alternador?

12-19. a. Dê quatro vantagens da utilização do hidrogênio sobre a do ar, como meio refrigerante dos alternadores.
b. Dê cinco razões para se utilizarem métodos especiais de refrigeração das máquinas.
c. Compare o aumento na capacidade, com a utilização do hidrogênio, em vez do ar, como meio refrigerante.
d. Compare o aumento no rendimento, com a utilização de hidrogênio, em vez do ar, como meio refrigerante.

12-20. a. O método do motor calibrado apresentado na Seç. 12-10 é um método convencional ou um método de carregamento direto para a determinação do rendimento?
b. Quais as perdas específicas que são avaliadas nos passos (1) e (2) acima?
c. Quais as perdas específicas que são avaliadas no passo (3)?
d. A que valores conduz o passo (4), e são os mesmos necessários para a determinação do rendimento? Se não, para que servem?

12-21. a. Indique um método convencional utilizado para a determinação do rendimento de máquinas assíncronas.

b. Indique três métodos que sejam utilizados envolvendo o carregamento direto, e estabeleça por que são os mesmos aplicáveis apenas a máquinas assíncronas menores.

12-22. a. Ao realizar o ensaio a vazio, por que não é possível ignorar as perdas no cobre do estator e do rotor de um motor de indução?
b. Sob que circunstâncias podem ser ignoradas as perdas no núcleo, durante a realização do ensaio a rotor bloqueado de uma máquina de indução?
c. Sob que circunstâncias devem ser levadas em conta, e como é isto feito nos casos usuais?
d. Ao realizar os ensaios a vazio e de curto, qual a vantagem de se utilizar R_{el} expressando a resistência equivalente do estator e do rotor, entre linhas, em lugar da resistência medida por fase?

12-23. a. Por que se considera o ensaio a rotor bloqueado um método pessimista?
b. Há alguma vantagem numa determinação pessimista do rendimento?
c. Por que o método do AIEE leva a um valor mais realista do rendimento das máquinas assíncronas?
d. Confronte as vantagens e as desvantagens dos métodos do rotor bloqueado e o da AIEE.

12-24. a. Indique 5 métodos utilizados para a determinação do rendimento de motores monofásicos.
b. Qual destes métodos requer a utilização de equipamento especial?
c. Para cada um dos 3 métodos apresentados em (a), com a utilização de carregamento direto, explique como se medem a potência de entrada e a de saída.

12-25. a. Que desvantagens ocorrem ao se adquirir uma máquina que tenha uma capacidade nominal de saída menor que a carga média para a qual será utilizada?
b. Quais as informações fornecidas pelos dados de placa da maioria das máquinas?

12-26. a. Qual é o significado da especificação "aumento de temperatura de 40 °C" em relação à temperatura ambiente?
b. Como é afetada a capacidade em temperatura, da máquina, pela classe de isolação empregada em seus enrolamentos?
c. Qual é a desvantagem de temperaturas ambientes elevadas, no que diz respeito à isolação e à vida da máquina?
d. O que significa a temperatura do ponto mais quente?
e. Indique 3 maneiras práticas de medi-la.

12-27. a. Por que a tensão nominal de um motor CC é menor que a de um gerador CC?
b. Repita (a) para a máquina CA.
c. Por que a gama de tensões padronizadas, de alternadores disponíveis, tem valores mais elevados que a correspondente aos motores?
d. Por que a gama de tensões, para motores polifásicos disponíveis, leva a valores mais elevados que a correspondente aos monofásicos?

12-28. a. Por que a máquina, para serviço contínuo, é maior que aquela para serviço intermitente?
b. Como é afetada a capacidade de uma dada máquina 1) pelo ciclo de trabalho, 2) pela temperatura ambiente, 3) pela carcaça e 4) por uma ventilação forçada?

12-29. a. Quais os tipos de carcaça que são adequados a máquinas instaladas externamente, expostas ao tempo?
b. Em que locais seria permitida a instalação de máquinas com carcaça aberta?
c. Sob que condições físicas reais seria desejável a instalação de uma máquina com carcaça à prova dágua? Exemplifique.

12-30. a. Como será afetada a capacidade de uma máquina por uma diminuição de sua velocidade?
b. Por que os motores estão mais sujeitos a uma variação de capacidade, devida a variações na rotação, que os geradores?
c. Distinga entre um motor de velocidade variável e um de velocidade ajustável.
d. Distinga entre um motor de velocidade variável e ajustável, e os tipos definidos em (c) acima.

12-31. a. Explique por que a Tabela 12-4 distingue as características de regulação de velocidade, das características de variação ajustável de velocidade.
b. Qual a classe de motores que fornece a melhor regulação em velocidade, com a mais ampla variação da velocidade?
c. Pode-se variar a velocidade de um motor de histerese? Como?
d. Qual a classe de motores que fornece a menor variação de velocidade? Por quê?
e. Por que seria idealmente correta a utilização de um alternador polifásico, acionado por uma máquina primária de velocidade variável, para promover a variação de velocidade em motores síncronos e assíncronos? (V. Seç. 9-21.)
f. Que efeito terá, sobre a capacidade, o aumento de freqüência e velocidade, de acordo com o item (e) anterior?

12-32. Além dos fatores de tensão nominal, corrente nominal, freqüência, velocidade, ciclo de trabalho e acréscimo de temperatura, enumere algumas considerações outras que afetem a seleção de
a. geradores e alternadores
b. motores.

12-33. a. Defina 4 tipos de ciclo de trabalho.
b. O que significa potência *média quadrática?*
c. Na equação para o cálculo de potência média quadrática, por que se dividem por 3 os períodos de repouso?
d. Imaginando iguais todos os outros fatores, com base na potência média quadrática, coloque em ordem decrescente de tamanho físico os seguintes motores de 1/4 HP: de ciclo intermitente, de ciclo variável, de ciclo contínuo e de ciclo periódico.

12-34. a. Por que a inspeção periódica da operação da máquina é um fator importante na manutenção preventiva e na vida da máquina?
b. Um motor do tipo gaiola, à prova de explosão, autolubrificável, exige algum tipo de inspeção periódica? Explique.
c. Por que o excesso de lubrificação é tão perigoso quanto a lubrificação deficiente, ou mesmo a ausência de lubrificação?
d. Ao realizar inspeções de rotina, como se utilizam os sentidos humanos?
e. Quais as limitações dos sentidos e quais as causas possíveis de problemas, que apenas serão revelados por instrumentos (V. Tabela 12-5)?

12-35. Com relação à Tabela 12-5, para cada tipo de motor relacionado nas colunas, enumere
a. o número total de *diferentes* causas prováveis de falha
b. o número total de diferentes sintomas de problemas
c. com base em (a) e (b) acima, qual o motor monofásico menos susceptível a problemas?
d. Compare a sua resposta à questão (c) com a correspondente a motores polifásicos e motores com escovas. Tire conclusões.

PROBLEMAS

12-1. Uma bobina de choque, de núcleo de ferro, sujeita a uma freqüência de 60 Hz, tem uma densidade de fluxo no núcleo de 60.000 linhas/pol^2, o que produz uma perda por histerese de 2,5 W. Calcule a perda por histerese, se

a. A freqüência aumenta para 100 Hz.

b. A densidade de fluxo é reduzida para 40.000 linhas/pol^2 (utilize $B^{1,6}$ para este tipo de ferro).

12-2. As perdas por correntes parasitas, de um transformador de 3 kVA, 208 V, 400 Hz são de 40 W e as perdas por histerese 25 W para a tensão e freqüência nominais, sendo 52.000 linhas/pol^2 a densidade de fluxo permissível. À plena carga, as perdas no cobre são de 65 W. Calcule o rendimento para

a. A carga nominal, para fator de potência unitário.

b. Fator de potência unitário e cargas de $1\,^1/_4$, 3/4, 1/2 e 1/4 da carga nominal.

12-3. Deseja-se utilizar o transformador do problema 12-2 a 60 Hz. Calcule:

a. A tensão aplicada que manterá a mesma densidade de fluxo permissível.

b. A capacidade do transformador em VA.

c. As perdas por histerese.

d. As perdas por correntes parasitas.

e. O rendimento a plena carga.

f. Tire conclusões a respeito das perdas no ferro, verifique se a capacidade e o rendimento se reduzem proporcionalmente aos valores da freqüência e da tensão de uma máquina elétrica.

12-4. O rendimento de um motor de 5 HP, 125 V é determinado através de ensaio, utilizando-se um gerador calibrado de 250 V. O rendimento a plena carga, do gerador calibrado, é 0,86 quando ele entrega 13 A a 247 V a uma carga resistiva. O motor, funcionando à velocidade nominal de 1.750 rpm drena 36 A de uma fonte de 125 V. Calcule:

a. A potência de saída do motor em watts e em HP.

b. O rendimento do motor.

12-5. Dos dados e resultados do problema 12-4, calcule as perdas à plena carga, do

a. gerador.

b. motor.

12-6. Quando uma máquina funciona a 1.800 rpm e a uma densidade de fluxo de 60.000 linhas/pol^2, as perdas rotacionais são separadas em perdas por atrito, no valor de 250 W, e perdas no núcleo, no valor de 180 W. Calcule as perdas rotacionais totais para

a. Uma velocidade de 2.000 rpm.

b. Uma densidade de fluxo de 70.000 linhas/pol^2 (utilize o fator de $B^{1,8}$) e uma velocidade de 1.800 rpm.

c. Fluxo e velocidade ajustados, de modo que a fem gerada aumente de 120 V para 125 V.

12-7. Cálculos preliminares para a determinação das perdas de potência (rotacionais) a plena carga, de um motor-derivação de 10 HP, 115 V, 1.750 rpm, tendo a resistência da armadura de 0,12 Ω e a do campo de 52,5 Ω, requerem

a. A tensão a ser aplicada à armadura e

b. A velocidade à qual o motor deve ser acionado a vazio. Faça todos os cálculos necessários para obter (a) e (b) (conforme Tabela A-3 do Apêndice).

12-8. Quando o motor de 10 HP, do problema 12-7, funciona a vazio nas condições de velocidade e tensão determinadas, ele solicita uma corrente de 10 A. Calcule:

a. A perda de potência a plena carga.
b. O rendimento a plena carga.
c. As perdas rotacionais e as perdas no cobre para as condições de meia carga ($I_L = 38$ A).
d. O rendimento a meia carga.
e. A potência de saída quando o motor drena a corrente nominal, e uma corrente que é metade da nominal, respectivamente.

12-9. Um gerador composto, ligação longa, de 100 kW, 120 V tem uma resistência de armadura de 0,008 Ω, uma resistência do campo-série de 0,01 Ω, uma queda de tensão nas escovas de 1,2 V e uma resistência do campo-derivação de 30 Ω. Cálculos preliminares para a determinação das perdas rotacionais a plena carga, pelos métodos convencionais, requerem

a. A tensão a ser aplicada à armadura se o gerador deve funcionar a vazio, como motor.
b.. A velocidade à qual o gerador deve funcionar a vazio, como motor. Realize os cálculos necessários.

12-10. Ouando funciona nas condições de tensão e velocidade determinadas no problema 12-9, a corrente drenada pela armadura é 32 A. Calcule

a. As perdas totais a plena carga.
b. O rendimento a plena carga.
c. As perdas rotacionais e no cobre a meia carga.
d. O rendimento a meia carga.

12-11. Para os cálculos do problema 12-10

a. Tabele as perdas fixas e variáveis para as condições de meia carga e de plena carga.
b. Explique por que o rendimento a meia carga é maior que aquele a plena carga.
c. Calcule o valor da carga para o qual ocorrerá o rendimento máximo.
d. Calcule o rendimento máximo.

12-12. Um gerador-derivação de 125 V tem uma corrente nominal de armadura de 80 A e as seguintes perdas a plena carga: por atrito e ventilação 250 W, no núcleo 300 W, no campo-derivação 125 W, no cobre da armadura 500 W, no contato tecla-escova 100 W. Imaginando um rendimento máximo, que ocorra de acordo com a Eq. (12-6), onde as perdas aproximadamente constantes são iguais àquelas que variam com o quadrado da velocidade, calcule

a. A corrente da armadura para o rendimento máximo
b. O rendimento a plena carga
c. Se a velocidade da máquina primária é reduzida de dez por cento, e o fluxo (imagine que as perdas variam com $f^2 \times B^2$) aumenta de 20% para obter-se a mesma tensão a plena carga, calcule o rendimento a plena carga, imaginando que não há variação de capacidade devido a uma refrigeração inadequada.

12-13. Um motor composto de 40 HP tem um rendimento de 82% quando funciona à carga nominal. As perdas rotacionais são 25% das perdas a plena carga e podem ser imaginadas como constantes enquanto todas as demais variam com o quadrado da corrente de carga. Calcule o rendimento, quando a carga é

a. 20 HP.
b. 50 HP.

12-14. Um motor-série de 35 HP tem um rendimento máximo teórico de 85% quando entrega três quartos de sua potência nominal. Imaginando que as perdas no contato tecla-escova são desprezáveis, calcule

a. As perdas totais para esta carga.
b. As perdas rotacionais e as variáveis no cobre para o rendimento máximo.
c. Imaginando uma diminuição de 20% na fcem à plena carga, calcule as perdas rotacionais a plena carga, as perdas no cobre e o rendimento.
d. Explique por que o rendimento a plena carga é maior que o rendimento máximo teórico.

12-15. Um alternador de 1.000 kVA, 2.300 V, ligação estrela, de seis pólos, 60 Hz opera a um fator de potência de 0,8 em atraso quando supre a carga nominal. A resistência a CC do circuito da armadura, medida entre os terminais, é 0,1 Ω e o campo CC requer 30 A a 125 V entre os anéis coletores, cuja alimentação se faz a partir de uma excitatriz montada sobre o mesmo eixo do alternador. Quando acionado a uma velocidade nominal de 1.200 rpm, utilizando um motor calibrado e um eletrodinamômetro, determinaram-se as seguintes perdas: perdas no ferro de 7,5 kW, perdas de atrito e ventilação 5,75 kW. Imaginando um fator de resistência efetiva de 1,25 multiplicativo em relação à resistência a CC, calcule

a. O rendimento a plena carga do alternador para um fator de potência de 0,8.
b. A carga percentual para a qual ocorrerá o rendimento máximo.
c. O rendimento máximo, admitindo que não há variação no fator de potência ou na excitação.

12-16. Um motor-derivação calibrado é utilizado para acionar um alternador trifásico de 1.000 kVA, 6.990 V à velocidade nominal. Os dados obtidos foram:

Potência de entrada (kW)	Rendimento do motor	Condições
1,0	0,56	1
15,2	0,85	2
30,0	0,88	3
60,5	0,90	4

Condições: (1) Motor desacoplado do alternador. (2) Motor acoplado, alternador desexcitado. (3) Campo do alternador solicitando 60 A de uma fonte CC de 125 V para produzir a tensão nominal a vazio. (4) Armadura do alternador trifásico curto-circuitada, sendo que a corrente circulante é a nominal. A partir dos dados nominais, calcule

a. As perdas por atrito e ventilação do alternador à velocidade nominal.
b. As perdas no núcleo à velocidade nominal.
c. As perdas no campo para produzir-se a tensão nominal.
d. As perdas totais fixas a plena carga.
e. O rendimento do alternador para cargas de fator de potência unitário nos pontos correspondentes à plena carga, à meia carga e no ponto de rendimento máximo.
f. Se se aumenta a excitação para 75 A CC, sendo a carga correspondente a um fator de potência de 0,8 em atraso, calcule o rendimento a plena carga e a meia carga.

12-17. Um alternador, ligação estrela, de 10 kVA, 250 V foi ensaiado a vazio e a curto-circuito, para determinar-se a regulação, tendo seu valor de resistência efetiva da armadura, por fase, dado um valor de 0,3 Ω/fase. Quando funciona a vazio como motor síncrono, à tensão e velocidade nominais, ele drena uma potência total de

532 W a uma corrente a vazio de 7,75 A. Os dados do ensaio a vazio indicam que o campo CC requer uma excitação de 20 A a 125 V CC para que se produza a tensão nominal no ensaio a vazio, correspondendo ao funcionamento como carga do fator de potência unitário. Calcule:

a. As perdas rotacionais.
b. As perdas no cobre do campo.
c. As perdas no cobre da armadura para 1/4, 1/2, 3/4 e $1^1/_4$ de carga nominal.
d. O rendimento para as cargas enumeradas em (c) correspondentes a um fator de potência unitário.

12-18. Um motor de indução de rotor gaiola de esquilo de 7,5 HP, 220 V, trifásico, de quatro pólos, 1.750 rpm, 22 A, com fator de potência 0,8 tem o mesmo número de espiras no estator e no rotor. Quando funciona a vazio à tensão nominal, o motor drena 9,5 A e uma potência total de 600 W. Com o rotor bloqueado, o motor drena 22,0 A e 1.100 W de uma linha de 40 V. Calcule:

a. A resistência equivalente entre as linhas do motor de indução, referidas ao estator.
b. As perdas rotacionais.
c. As perdas no cobre equivalentes a 1/4, 1/2, 3/4 e $1^1/_4$ da carga nominal.
d. O rendimento para cada um destes pontos de carga.
e. A carga para a qual ocorre o rendimento máximo e o seu valor.
f. A relação entre as perdas no núcleo à tensão reduzida e aquelas que ocorrem à tensão nominal, no ensaio a rotor bloqueado.

12-19. a. Recalcule o rendimento a plena carga correspondente ao problema 12-18, utilizando o método do circuito equivalente do AIEE, através do conceito de carga-escorregamento, e os demais dados do problema anterior.

b. Compare o rendimento obtido no item anterior com o do problema 12-18, e explique por que este é pessimista (isto é, o rendimento é menor).
c. Tabele, para as condições de 1/4, 1/2, 3/4, plena carga e $1^1/_4$ desta, os valores que se seguem calculados, através do método de carga-escorregamento do AIEE: perdas no cobre do estator, potência de entrada do estator, escorregamento, perdas no cobre do rotor, perdas rotacionais, perdas totais do rotor, potência de saída do rotor e rendimento.
d. Calcule a carga para a qual ocorre o rendimento máximo e o seu valor.
e. Compare as suas respostas aos problemas 12-18c e 12-19d e atente para a diferença no valor do rendimento máximo e no ponto para o qual ele ocorre.

12-20. Os ensaios realizados em um motor de indução trifásico de 10 HP, 220 V e quatro pólos levaram aos dados seguintes:

	Tensão de linha (V)	*Corrente de linha* (A)	*Potência total* (W)	*Resistência do estator, por fase*
A vazio	220	8,1	400 rpm	0,13
Carga nominal	220	27,0	8.200-1.750 rpm	

Calcule:

a. As perdas por atrito, ventilação e no ferro.
b. As perdas no cobre do estator a plena carga.
c. A potência de entrada no rotor a plena carga.

d. As perdas no cobre do rotor a plena carga.
e. A potência de saída do rotor a plena carga.
f. A potência de saída do motor a plena carga.
g. O torque a plena carga.
h. O rendimento a plena carga.
i. O fator de potência a plena carga.

12-21. O ensaio de um motor de indução monofásico de partida e capacitor, de quatro pólos, 115 V levou aos dados seguintes:

	Tensão	*Corrente*	*Potência*	*Velocidade*	*Dinamômetro (comprimento do braço)*	*Leitura de escala*
	(V)	(A)	(W)	(rpm)	(pol)	(onças)
A vazio	115	4,8	203	1.795	12	0
Carga nominal	115	5,8	493	1.720	12	9,16
Carga correspondente ao T máximo	115	11,2	600	1.440	12	20,65
Rotor bloqueado	60	5,8	150	0	12	7,93

Calcule:
a. O rendimento para a carga nominal, bem como o fator de potência, a potência em HP e o torque nominal.
b. O torque máximo e o de partida, utilizando o torque máximo calculado.
c. O rendimento e o fator de potência correspondentes ao torque máximo.
d. O torque nominal a partir do torque máximo.
e. O torque de partida e o fator de potência respectivo a partir dos dados a rotor bloqueado.

12-22. Utilizando o método carga-escorregamento do AIEE a partir dos dados do problema 12-21 calcule:
a. A resistência equivalente ao estator e ao rotor a vazio e a resistência efetiva entre linhas referida ao estator.
b. As perdas rotacionais.
c. As perdas equivalentes no cobre para a carga nominal.
d. O rendimento a carga nominal.
e. Procure discrepâncias no rendimento calculado por este método.

12-23. Um motor CC de $7^1/_2$ HP, 115 V tem uma corrente de plena carga de 58 A, uma resistência do circuito da armadura de 0,1 Ω e uma velocidade de plena carga de 1.750 rpm. Quando este motor-derivação é ligado a uma fonte de 230 V, com a conveniente resistência inserida no circuito de campo, para manter seu fluxo no valor nominal de 115 V, a corrente permanece a mesma enquanto a velocidade aumenta. Imaginando que esta velocidade acrescida, bem como a ventilação, implicam num aumento das perdas rotacionais, e que os projetos elétrico e mecânico do motor se adaptam às novas condições, calcule
a. A fem e a velocidade para a tensão mais elevada.
b. A capacidade em HP na tensão mais elevada.

12-24. Um motor de indução de 30 HP, 440 V utilizado numa máquina lavadora comercial, aciona uma carga de 15 HP durante 5 minutos, seguida de uma carga de 60 HP durante 5 minutos, seguida de um período a vazio (correspondente à secagem) de

15 minutos. Se se repete este ciclo continuamente durante 24 horas, calcule
a. O fator pelo qual é excedido o regime do motor.
b. Determine se o regime é excedido quando o período de repouso aumenta para 30 minutos.

RESPOSTAS

12-1(a) 4,167 W (b) 1,28 W 12-2(a) 0,958 (b) 0,956 0,957 0,948 0,915 12-3(a) 31,2 V (b) 450 VA (c) 3,75 W (d) 0,9 W (e) 0,866 12-4(a) 5,01 HP (b) 0,831 12-5(a) 525 W (b) 760 W 12-6(a) 478 W (b) 487,5 W (c) 447 W 12-7(a) 106,1 V (b) 1.750 rpm 12-8(a) 1.048 W (b) 0,778 (c) 1.090 W 164,5 W (d) 0,659 (e) 9,11 HP 3,86 HP 12-9(a) 136,3 V (b) 870 rpm 12-10(a) 4.310 W (b) 0,844 (c) 4.070 W 3.150 W (d) 0,859 12-11(a) 473,5 A (d) 0,86 12-12(a) 93 A 0,891 (b) 0,8875 (c) 0,885 12-13(a) 0,842 (b) 0,8 12-14(a) 2.470 W (b) 1.235 W (c) 998 W 2.195 W 0,853 12-15(a) 0,965 (b) 120 por cento (c) 0,966 12-16(a) 12,92 kW (b) 13,48 kW (c) 7,5 kW (d) 33,9 kW (e) 0,94 0,924 0,9475 (f) 0,9275 0,90 12-17(a) 478 W (b) 240 W (c) 30 W 120 W 270 W 480 W 750 W (d) 0,77 0,856 0,883 0,895 0,896 12-18(a) 1,515 Ω (b) 395 W (c) 68,75 W 275 W 618 W 1.100 W 1.720 W (d) 0,723 0,8 0,798 0.749 0,743 (e) 0,802 (f) 0,033 12-19(a) 0,6 carga nominal (c) 0,677 W 0,797 W 0,819 W 0,818 W 0,808 W (d) 0,82 I_L 0,822 12-20(a) 374,4 W (b) 284 W (c) 7.541,6 W (d) 215,5 W (e) 7.326,1 W (f) 9,825 HP (g) 29,5 lb-pé (h) 0,8925 (i) 0,796 12-21(a) 0,452 0,738 0,572 lb-pé (b) 1,29 lb-pé 0,496 lb-pé (c) 0,44 0,465 (d) 0,572 lb-pé (e) 0,496 lb-pé 0,431 12-22(a) 150 W 4,46 (b) 100 W (c) 150 W (d) 0,4925 12-23(a) 3.590 rpm (b) 15,4 HP 12-24(a) 118,7 por cento (b) 103 por cento.

TREZE

transformadores

13-1. DEFINIÇÕES FUNDAMENTAIS

O transformador opera segundo o princípio da *indução mútua* entre duas (ou mais) bobinas ou circuitos indutivamente acoplados. Um transformador teórico de núcleo a ar, no qual dois circuitos são acoplados por indução magnética, é visto na Fig. 13-1. Note-se que os circuitos *não* são ligados fisicamente (não há conexão condutiva entre eles).

O circuito ligado à fonte de tensão alternativa, V_1, é chamado de *primário* (circuito 1). O primário *recebe* sua *energia* de uma fonte alternativa. Dependendo do grau de *acoplamento magnético* entre os dois circuitos (Eq. 13-1), esta energia é *transferida* do circuito 1 ao circuito 2. Se os dois circuitos são *frouxamente acoplados*, como no caso do transformador a núcleo de ar, mostrado na Fig. 13-1, somente uma *pequena* quantidade de energia é transferida do primário (circuito 1) para o secundário (circuito 2). Se as duas bobinas ou circuitos estão enrolados sobre um núcleo comum de ferro, eles estão *fortemente acoplados*. Neste caso, quase *toda* a energia recebida da fonte, pelo primário, é *transferida por ação transformadora* ao secundário.

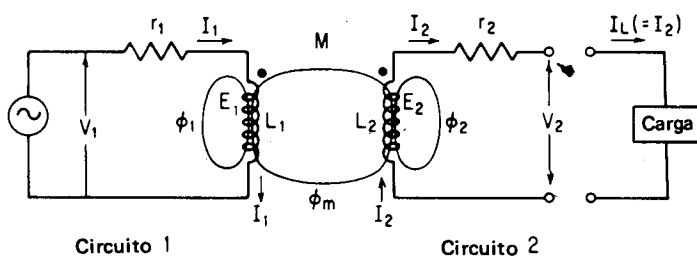



Fig. 13-1 — Transformador de núcleo de ar, indutivamente acoplado, com os símbolos definitórios.

As seguintes definições aplicam-se ao transformador, como mostra a Fig. 13-1, e são usadas no texto deste capítulo:

V_1	é a tensão de suprimento aplicada ao primário, circuito 1, em volts
r_1	resistência do circuito primário, em ohms
L_1	indutância do circuito primário, em henries
X_{L1}	reatância indutiva do circuito primário, em ohms
Z_1	impedância do circuito primário, em ohms
I_1	valor médio quadrático da corrente drenada da fonte pelo primário, em ampères
E_1	tensão induzida no enrolamento primário (ou circuito) por todo o fluxo que concatena a bobina 1, em volts
E_2	tensão induzida no enrolamento secundário (ou circuito) por todo o fluxo que concatena a bobina 2, em volts
I_2	valor médio quadrático da corrente entregue pelo circuito secundário à carga ligada a seus terminais
r_2	resistência do circuito secundário (excluída a carga), em ohms
V_2	tensão que aparece nos terminais do enrolamento secundário, em volts
L_2	indutância do circuito secundário, em henries
X_{L2}	reatância indutiva do circuito secundário, em ohms
Z_2	impedância do circuito secundário (excluída a carga), em ohms
ϕ_1	componente de dispersão do fluxo que concatena apenas com a bobina 1
ϕ_2	componente de dispersão do fluxo que concatena apenas com a bobina 2
ϕ_m	fluxo mútuo, compartilhado por ambos os circuitos, concatenando as bobinas 1 e 2
M	indutância mútua (uma medida do acoplamento magnético) entre as duas bobinas (ou circuitos) produzida pelo fluxo mútuo (ϕ_m) em henries.

Note-se o significado da *convenção dos pontos*, usada na Fig. 13-1 para mostrar a polaridade instantânea positiva da tensão alternativa *induzida* em ambos os enrolamentos, primário e secundário, como resultado da ação de transformação. Assim, quando V_1 é instantaneamente positivo, uma tensão E_1 é induzida no enrolamento primário, de uma polaridade tal que se opõe a V_1, de acordo com a lei de Lenz, como mostra a Fig. 13-1. Também, deve-se notar (na Fig. 13-1) que a corrente I_2 está em oposição em relação a I_1. Isto está também de acordo com a lei de Lenz, uma vez que I_1 produz ϕ_m, I_2 deve circular numa direção tal que se oponha a I_1, e (ao mesmo tempo) que esteja conforme com a polaridade instantânea de E_2, como se vê na Fig. 13-1. A polaridade instantânea de E_2 e I_2 estabelece a polaridade instantânea de V_2 (terminal superior positivo) e a direção da corrente na carga.

O coeficiente de acoplamento, k, entre duas bobinas é a relação do fluxo mútuo para o fluxo total, definido como[1]

$$k = \frac{\phi_m}{\phi_m + \phi_1} = \frac{M}{\sqrt{L_1 \times L_2}} \tag{13-1}$$

onde todos os termos foram definidos acima.

Se as duas bobinas estão *frouxamente acopladas*, como no transformador de núcleo de ar da Fig. 13-1, os termos ϕ_m e ϕ_2 são pequenos em comparação a ϕ_1. Como conseqüência, os termos L_2 e M são pequenos em comparação a L_1. A substituição na Eq. (13-1) leva a um valor pequeno do coeficiente de acoplamento, k. Isto, por sua vez, leva a um valor pequeno de E_2 e V_2 (em comparação a E_1 e V_1). Para qualquer carga dada, assim, um pequeno valor de V_2 leva a um pequeno valor da corrente de carga, I_2. Estabelece-se simplesmente, então, que, para o acoplamento *frouxo*, a potência transferida ao circuito secundário, $E_2 I_2$, é relativamente *pequena*.

Transformadores que têm acoplamento frouxo são usados principalmente em comunicação em alta freqüência (RF) e em circuitos eletrônicos. Praticamente, todos os transformadores usados em aplicações relativas a máquinas e potência, entretanto, são transformadores de núcleo de ferro, fortemente acoplados.

Se as bobinas ou circuitos são *estreitamente* acoplados, e os fluxos dispersos ϕ_1 e ϕ_2 são relativamente pequenos em comparação a ϕ_m, a indutância mútua M entre as duas bobinas é grande como o são os termos E_2, I_2 e V_2. Neste caso, a

[1] A Eq. 13-1 pode ser derivada como se segue. A indutância mútua, como qualquer indutância, é proporcional à tensão induzida ($e_M = M\,di/dt$) onde e_M é a força eletromotriz desenvolvida na bobina 2 pela porção do fluxo que é comum às bobinas 1 e 2, ϕ_m. De acordo com a lei de Faraday, da indução eletromagnética (Eq. 1-5)

$$E_m \propto kN_1N_2 \quad \text{mas} \quad N_1 \propto \sqrt{L_1} \quad \text{e} \quad N_2 \propto \sqrt{L_2}$$

e, assim, $E_m \propto M \propto kN_1N_2 = k' \sqrt{L_1L_2}$ onde k' (ou k) é o coeficiente de acoplamento, por definição, e $\sqrt{L_1L_2}$ é a média geométrica das auto-indutâncias das duas bobinas.

energia transformadora E_2I_2t é praticamente igual a E_1I_1t. Tanto quanto possível, o projeto dos transformadores de potência, de núcleo de ferro, tenta fazê-los atingir um coeficiente de acoplamento unitário $(k = 1)$ tal que na Eq. (13-1) $M = \sqrt{L_1L_2}$, como no caso de um transformador *ideal*.

O acoplamento entre os dois circuitos é aumentado se porções de ambas as bobinas são enroladas no mesmo formato e se são colocadas sobre um núcleo magnético de baixa relutância. Tais considerações tendem a reduzir ϕ_1 e ϕ_2. Mas, mesmo com ótimos projetos, é impossível atingir as condições de transformador ideal — um que não tenha fluxos dispersos no primário ou no secundário, e tenha acoplamento unitário. Apesar disto, a discussão subseqüente começa com um transformador ideal, com a finalidade de simplificar a compreensão das relações do transformador que se seguem. Após, será abordado o transformador prático de potência.

13-2. RELAÇÕES NO TRANSFORMADOR IDEAL

Consideremos um transformador ideal, de núcleo de ferro, conforme mostra a Fig. 13-2, onde os fluxos dispersos ϕ_1 e $\phi_2 = 0$ e $k = 1$. Tal transformador possui apenas fluxo mútuo ϕ_m, comum a ambas as bobinas, primária e secundária. Quando V_1 é instantaneamente positivo, como se vê na Fig. 13-2, a direção da corrente primária I_1 produz a direção do fluxo mútuo ϕ_m, como se vê. A força

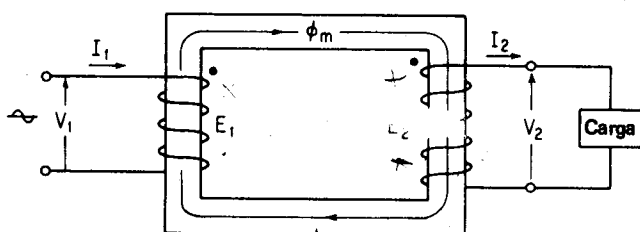



Fig. 13-2 — Transformador de núcleo de ferro, caso ideal.

eletromotriz induzida primária, E_1, de acordo com a convenção dos pontos e com a lei de Lenz, produz uma polaridade positiva na parte superior da bobina primária, que se opõe instantaneamente à tensão aplicada V_1. Semelhantemente, no secundário, para a direção de ϕ_m mostrada, a polaridade positiva de E_2 deve ser tal que crie um fluxo desmagnetizante oposto ϕ_m (lei de Lenz). Uma carga ligada aos terminais do secundário produz uma corrente secundária I_2, que circula em resposta à polaridade de E_2 e produz um fluxo desmagnetizante.

Estamos agora em condições de compreender qualitativamente como um transformador desenvolve potência secundária e transfere potência do primário para o secundário, na forma seguinte:

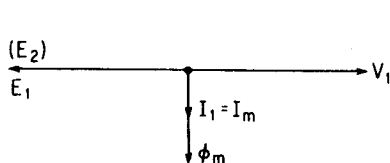
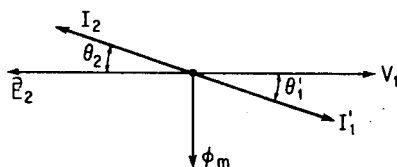
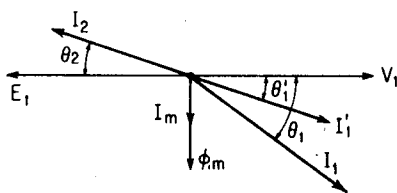
1. Imagine um circuito aberto, impedância infinita ou carga zero no secundário, e $I_2 = 0$.
2. Como resultado do fluxo alternativo mútuo ϕ_m (criado pela tensão aplicada), são produzidas forças eletromotrizes E_1 e E_2 tendo a polaridade instantânea mostrada com respeito a ϕ_m (Fig. 13-2).
3. Uma pequena corrente primária, I_m, conhecida como corrente de magnetização, deve circular mesmo quando o transformador está descarregado. A corrente é pequena, porque a fem induzida primária, E_1, se opõe à tensão aplicada, V_1, a cada instante. O valor de I_m é uma função primariamente da relutância do circuito magnético, R_m, e do valor de pico do fluxo mútuo magnetizante, ϕ_{pm}, para um dado número de espiras primárias.[2]
4. Como mostra a Fig. 13-3a, o valor pequeno de I_m se atrasa, em relação à tensão primária, de 90° produzindo ϕ_m.

(a) Relações primárias a vazio. (b) Relações secundárias, transformador carregado.

(c) Relações primárias, transformador carregado.

Fig. 13-3 — Relações fasoriais no transformador ideal.

5. ϕ_m, por sua vez, requer 90° para produzir as tensões induzidas primária e secundária, E_1 e E_2. Estas tensões induzidas estão em fase uma com a outra, por serem ambas produzidas por ϕ_m. Note-se que E_1 na Fig. 13-3a opõe-se a V_1 (lei de Lenz). Sem carga, a Fig. 13-3a representa todas as relações de corrente e tensão num transformador ideal.
6. Imagine uma carga em atraso (indutiva) ligada aos terminais do secundário do transformador ideal da Fig. 13-2. Tal carga produz uma corrente I_2 atrasada em relação a E_2 de um ângulo θ_2, como se vê na Fig. 13-3b.
7. Os ampère-espiras secundários, $N_2 I_2$, como mostra a Fig. 13-2, tendem a produzir um fluxo desmagnetizante que reduz o fluxo mútuo ϕ_m, e as tensões induzidas, E_2 e E_1, instantaneamente.
8. A redução de E_1 produz uma componente primária da corrente de carga, I'_1 que circula no primário, tal que $I'_1 N_1 = I_2 N_2$, restabelecendo ϕ_m em seu valor original. Note-se que, na Fig. 13-3b, I'_1 se atrasa em relação a V_1 de θ'_1, enquanto I_2 se atrasa em relação

[2]Pode-se mostrar que o valor de pico da corrente de magnetização, $I_{pm} = \phi_{pm} (R_m/N_1)$ onde R_m é a relutância do circuito magnético, ϕ_{pm} é o valor de pico do fluxo mútuo magnetizante e N_1 é o número de espiras do primário, conforme JACKSON, *Introduction to Electric Circuits*, 3. ed. Englewood Cliffs, N. J., Prentice-Hall, 1970, p. 585.

a E_2 de θ_2, tais que $\theta'_1 = \theta_2$. Esta última igualdade é necessária a fim de que os ampère-espiras primários restaurados $N_1 I'_1$ sejam iguais e opostos aos ampère-espiras secundários desmagnetizantes $N_2 I_2$.

9. O efeito da componente primária da corrente de carga I'_1 é visto na Fig. 13-3c, onde a corrente primária I_1 é a soma fasorial de I_m e I'_1. Dois pontos devem ser notados no que diz respeito às relações do fator de potência no circuito primário da figura:
   a. o ângulo de fase do primário diminui de seu valor original sem carga de 90° a seu valor θ_1 com carga, e
   b. o ângulo de fase do circuito primário não é exatamente o mesmo do circuito secundário. (Para uma carga em atraso, $\theta_1 > \theta_2$.)

Os passos acima revelam a maneira pela qual o circuito primário responde à carga no circuito secundário. Num certo sentido, a operação de um transformador carregado pode ser considerada semelhante ao carregamento de um motor-derivação de corrente contínua[3] (Seç. 4-4).

A igualdade entre a fmm desmagnetizante do secundário $N_2 I_2$ e a componente primária da fmm $N_1 I'_1$, que circula devido à carga para equilibrar sua ação desmagnetizante, como se descreveu no item 8 acima, pode ser sumarizada e rearranjada como

$$I'_1 N_1 = I_2 N_2 \tag{13-2a}$$

ou

$$\frac{I_2}{I'_1} = \frac{N_1}{N_2} = \alpha \tag{13-2b}$$

onde α é a relação das espiras primárias para as secundárias ou a *relação de transformação*
I'_1 é a componente de carga da corrente primária
I_2 é a corrente secundária ou de carga
N_1 e N_2 são os números de espiras do primário e secundário, respectivamente.

O significado da relação de transformação, α, na Eq. (13-2b), é que ela é fixa (não constante) para qualquer transformador dado (já construído) dependendo de sua aplicação. Conseqüentemente, a componente de carga da corrente primária pode ser calculada para qualquer valor da corrente secundária de carga, como mostra o Exemplo 13-1.

[3]Conforme cresce a carga de um motor-derivação CC, há um decréscimo instantâneo da velocidade e da força contra-eletromotriz, acompanhado por um aumento na corrente da armadura a partir da fonte, para produzir o necessário torque eletromagnético a fim de contrabalançar a carga aplicada. A redução da fcem no motor CC, em resposta ao aumento de carga, é semelhante à redução na fem gerada no primário E_1 de um transformador em resposta ao aumento de carga.

EXEMPLO 13-1: O lado de alta tensão de um transformador tem 500 espiras, enquanto o de baixa tensão tem 100 espiras. Quando ligado como abaixador, a corrente de carga é 12 A. Calcule:

a. a relação de transformação, α

b. a componente de carga da corrente primária.

Solução:

a. Como um transformador abaixador, o lado de alta tensão é o primário e o de baixa o secundário. A relação de transformação, α, é

$$\alpha = \frac{N_1}{N_2} = \frac{500 \text{ espiras}}{100 \text{ espiras}} = 5 \qquad (13\text{-}2b)$$

b. Da Eq. (13-2b), $I_1' = I_2/\alpha = 12 \text{ A}/5 = 2{,}4 \text{ A}$

A maneira de escrever do Exemplo 13-1 implica em que tanto o lado de baixa tensão como o de alta, de um transformador, podem ser usados como primário (o lado que é ligado à fonte de energia). Assim, a relação de transformação, para um transformador dado (construído), depende de sua *aplicação,* como mostra o Exemplo 13-2.

EXEMPLO 13-2: Calcule a relação de transformação do transformador do exemplo 13-1, quando usado como transformador elevador.

Solução:

Como transformador elevador, o lado de baixa tensão é ligado como primário. A relação de transformação,

$$\alpha = \frac{N_1}{N_2} = \frac{100 \text{ espiras}}{500 \text{ espiras}} = 0{,}2 \qquad (13\text{-}2b)$$

Os Exemplos 13-1 e 13-2 mostram que a relação de transformação, α, é fixa para uma dada aplicação, mas *não constante.* Quando usado como transformador abaixador, $\alpha = 5$, mas, quando usado como transformador elevador, $\alpha = 0{,}2$ (que é o recíproco de 5). Desde que os termos elevador e abaixador referem-se às tensões, bem como aos lados de alta tensão e baixa tensão, a relação de transformação pode ser estabelecida em função das tensões, usando a quantificação de Neumann da lei de Faraday (Eq. 1-1):

$$E_1 = N_1 \frac{d\phi_m}{dt} \qquad (13\text{-}3)$$

e

$$E_2 = N_2 \frac{d\phi_m}{dt} \qquad (13\text{-}4)$$

Uma vez que a relação de variação do fluxo mútuo que concatena primário e secundário é a mesma, $(d\phi_m/dt)$, dividindo a Eq. (13-3) pela Eq. (13-4) teremos α em função das tensões ou

$$\alpha = \frac{N_1}{N_2} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{V_1}{V_2} \tag{13-5}$$

A equação (13-5) estabelece que as relações das tensões primárias para as secundárias são proporcionais às relações dos números de espiras primárias para secundárias. Também se verifica que a relação de transformação, α, é maior que a unidade para um transformador abaixador, mas é menor que a unidade para um transformador elevador (V. Exemplo 13-1 e 13-2).

Considerando as Eqs. (13-2b) e (13-5), teremos

$$\alpha = \frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_1'} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{V_1}{V_2} \tag{13-6}$$

que pode ser transposta para conduzir à relação fundamental de potência entre o primário e o secundário

$$E_1 I_1' = E_2 I_2 \tag{13-7}$$

e, se a componente de carga da corrente primária, I_1', é muito maior que a corrente de magnetização, I_m, podemos escrever

$$E_1 I_1 = E_2 I_2 \text{ (onde } I_m \text{ é desprezível)} \tag{13-8}$$

Para um transformador ideal, sem perdas, não tendo fluxos dispersos primários nem secundários (reatâncias de dispersão nulas), podemos dizer que

$$V_1 I_1 = V_2 I_2 \text{ (para um transformador ideal)} \tag{13-9}$$

A Eq. (13-9) verifica a definição fundamental de um transformador como dispositivo que transfere energia de um circuito para outro. Para um transformador ideal, os volt-ampères drenados da fonte alternativa, $V_1 I_1$ são iguais aos volt-ampères transferidos ao secundário e entregues à carga, $V_2 I_2$, onde todos os termos foram definidos na Seç. 13-1.[4] A Equação (13-9) também estabelece um meio

[4]Note-se a significação das letras V e E, denotando tensões terminais e induzidas, respectivamente. Note-se também que, como os alternadores, os transformadores são especificados em kVA em vez de kw. A fatores de potência extremamente pequenos, um transformador pode carregar a corrente nominal e ainda assim transferir somente uma pequena parcela de potência ativa. A especificação em kVA assegura que um transformador nunca seja sobrecarregado, uma vez que se aplica a todos os fatores de potência desde a unidade até zero.

de especificar um transformador em volt-ampères (VA) ou quilovolt-ampères (kVA), onde V_1 e I_1 são os valores nominais da tensão e da corrente primária, respectivamente, e V_2 e I_2 os valores nominais secundários da tensão e da corrente, respectivamente.

EXEMPLO 13-3: Um transformador de 4,6 kVA, 2.300/115 V, 60 Hz foi projetado para ter uma fem induzida de 2,5 volts/espira. Imaginando-o um transformador ideal, calcule
a. O número de espiras do enrolamento de alta, N_a.
b. O número de espiras do enrolamento de baixa, N_b.
c. A corrente nominal para o enrolamento de alta, I_a.
d. A corrente nominal para o enrolamento de baixa, I_b.
e. A relação de transformação funcionando como elevador.
f. A relação de transformação funcionando como abaixador.

Solução:

a. $N_a = \dfrac{F_a}{2{,}5\ \text{V/esp}} = \dfrac{2.300}{2{,}5\ \text{V/esp}} = 920$ espiras

b. $N_b = E_b \cdot \dfrac{1}{2{,}5} \times \dfrac{\text{espiras}}{\text{V}} = 115 \times \dfrac{1}{2{,}5}\ \dfrac{\text{esp}}{\text{V}} = 46$ espiras

c. $I_a = \dfrac{\text{kVA} \times 1.000}{V_a} = \dfrac{4{,}6 \times 1.000\ \text{VA}}{2{,}3 \times 10^3\ \text{V}} = 2\ \text{A}$ (13-9)

d. $I_b = \dfrac{\text{kVA} \times 10^3}{V_b} = \dfrac{4{,}6 \times 10^3\ \text{VA}}{1{,}15 \times 10^2\ \text{V}} = 40\ \text{A}$ (13-9)

e. $\alpha = \dfrac{N_1}{N_2} = \dfrac{N_b}{N_a} = \dfrac{46}{920} = \dfrac{1}{20} = 0{,}05$, como elevador

f. $\alpha = \dfrac{N_1}{N_2} = \dfrac{N_a}{N_b} = \dfrac{920}{46} = 20$, como abaixador (13-26)

No Exemplo 13-3, a relação volts/espira foi dada como 2,5 V/esp, para ambos os enrolamentos, de alta e baixa tensões. Pode-se mostrar que este valor é diretamente proporcional ao valor de pico do fluxo mútuo, ϕ_{pm}, e à freqüência, conforme expressa a relação volts/espira ou[5]

---

[5]A quantificação da Neumann, da lei de Faraday, estabelece que a fem média induzida numa bobina de N espiras é

$$E_{med} = \frac{N}{t}\,\phi_{pm} \times 10^{-8}\ \text{V} \tag{1-1}$$

onde t é o tempo que o fluxo mútuo leva para elevar-se de zero ao valor de pico, sendo o fluxo expresso em maxwells. Imaginando um sinal de entrada sinusoidal, tendo uma freqüência de f ciclos por segundo, o fluxo eleva-se ao máximo num quarto de ciclo ($t = 1/4f$) e

$$E_{med} = \frac{N\phi_{pm}}{1/4f} \times 10^{-8} = 4fN\phi_{pm} \times 10^{-8}\ \text{V}$$

Mas, desde que o fator de forma de uma onda sinusoidal é a relação do seu valor efetivo para seu valor médio (0,707/0,636 = 1,11), o valor efetivo da fem induzida = 1,11 E_{med} ou

$$E = 1{,}11\ E_{med} = 4{,}44fN\phi_{pm} \times 10^{-8}\ \text{V}$$

Donde, a relação volts/espira é $E/N = 4{,}44\,f\,\phi_{pm} \times 10^{-8}$ V (13-10)

Note-se que a Eq. (13-10) para o transformador é idêntica à Eq. (2-14) para o alternador.

$$\frac{E_2}{N_2} = \frac{E_a}{N_a} = 4{,}44 f\phi_{pm} \times 10^{-8} \, \frac{\text{volts}}{\text{esp}} = kf\phi_{pm} = kf(B_m A) \qquad (13\text{-}10)$$

onde B_m é a máxima densidade de fluxo permissível e A é a área do núcleo do transformador ($\phi_{pm} = B_m A$).

O significado da Eq. (13-10) não pode ser desconsiderado, porque estabelece o máximo fluxo mútuo permissível ou a máxima densidade de fluxo permissível a uma dada freqüência e a uma dada tensão. Assim, os transformadores projetados para operação a uma dada freqüência *não* podem ser operados a outra freqüência *sem* as correspondentes alterações na tensão aplicada, como se mostra na Eq. 13-4.

EXEMPLO 13-4: Um transformador de 1 kVA, 220/110 V, 400 Hz deve ser usado em 60 Hz. Calcule:

a. o máximo valor médio quadrático da tensão que pode ser aplicada ao lado de alta tensão, e a máxima tensão de saída do lado de baixa tensão
b. os kVA nominais do transformador sob as condições de freqüência reduzida.

Solução:

a. para manter a mesma densidade de fluxo permissível na Eq. (13-10), ambas as tensões dos lados de alta e baixa devem alterar-se, na mesma proporção da redução da freqüência

$$E_a = 220 \text{ V} \, \frac{60 \text{ Hz}}{400 \text{ Hz}} = 33 \text{ V}$$

e

$$E_b = \frac{E_1}{\alpha} = \frac{E_a}{2} = \frac{33 \text{ V}}{2} = 16{,}5 \text{ V} \qquad (13\text{-}6)$$

b. os valores nominais de corrente do transformador são inalterados, já que os condutores ainda têm a mesma capacidade de condução de corrente. Assim,

$$I_a = \frac{\text{kVA}}{V_a} = \frac{1 \times 10^3 \text{ VA}}{220 \text{ V}} = 4{,}545 \text{ A} \qquad (13\text{-}9)$$

e os novos kVA nominais são

$$V_a I_a = V_1 I_1 = 33 \text{ V} \times 4{,}545 \text{ A} = 150 \text{ VA} \qquad (13\text{-}9)$$

O significado do Exemplo 13-4 é que é possível fazer alterações de freqüência na operação de um transformador, mas somente com as correspondentes alterações da tensão. Se a freqüência e a tensão são *ambas* reduzidas, a capacidade em kVA do transformador é correspondentemente reduzida. Se a freqüência e a tensão forem ambas aumentadas, a capacidade em kVA é aumentada correspondentemente (contanto que as tensões máximas permissíveis em relação aos enrolamentos do transformador não sejam excedidas). Note-se que, em qualquer

caso, a máxima densidade de fluxo permissível *deve permanecer a mesma*. Isto é necessário para que o transformador não se sobreaqueça, como mostra o Exemplo 13-5.

EXEMPLO 13-5: Admitindo que as perdas por correntes parasitas e de histerese variem com o quadrado da densidade de fluxo (V. Eqs. 12-3 e 12-4), calcule as perdas no ferro se o transformador do Exemplo 13-4 for operado à tensão nominal, mas à freqüência reduzida de 60 Hz. Imagine que as perdas originais no ferro a 400 Hz sejam 10 W.

Solução:

Desde que $E = kfB_m$, e a mesma tensão primária é aplicada ao transformador à freqüência reduzida, a densidade *final* de fluxo, B_{mf} aumenta significativamente além de seu valor máximo permissível *original* B_{mo} para

$$B_{mf} = B_{mo} \frac{f_o}{f_f} = B_{mo}\ (400/60) = 6{,}67\ B_{mo} \qquad (13\text{-}10)$$

Desde que as perdas no ferro variam aproximadamente com o quadrado da densidade do fluxo (V. Eqs. 12-3, 12-4)

$$P_{\text{ferro}} = (P_{\text{orig}})\ B^2 = 10\ \text{W}\ (6{,}67)^2 = 444\ \text{W}$$

Note-se, pelo Exemplo 13-5, que, mesmo na ausência da corrente de carga, as perdas do ferro aumentam de 10 W para 440 W para um transformador de 1 kVA, que é operado à freqüência reduzida, mas à mesma tensão nominal. Se a tensão primária fosse reduzida na mesma proporção da redução da freqüência, as perdas no ferro não aumentariam tão dramaticamente (de fato, elas diminuiriam a menos de 10 W, devido à redução na freqüência).[6]

13-3. IMPEDÂNCIA REFLETIDA, TRANSFORMAÇÃO DE IMPEDÂNCIAS E TRANSFORMADORES REAIS

O transformador a núcleo de ferro, da Fig. 13-2, é mostrado novamente na Fig. 13-4a, com uma carga Z_L ligada aos terminais do secundário. Note-se que, se a carga for removida, o transformador fica a vazio, $I_2 = 0$; e a impedância, Z_L, é infinita (desde que $Z_L = V_2/I_2$). Para qualquer valor da impedância de carga, Z_L, a impedância secundária, vista olhando-se os terminais secundários a partir da carga, como mostra a Fig. 13-4b, é

$$Z_2 = \frac{V_2}{I_2} \qquad (13\text{-}11)$$

[6]Deve-se notar que o mesmo se aplica às máquinas elétricas. É possível operar um alternador ou motor a uma freqüência reduzida, mas a tensão nominal deveria também ser reduzida na mesma proporção. A capacidade em kVA é também correspondentemente reduzida, pelas razões ilustradas acima. Mas o rendimento da máquina é *aumentado* devido às menores perdas no núcleo em freqüência mais baixa, como mostram as Eqs. (12-3) e (12-4).

Similarmente, a impedância equivalente de entrada, olhando-se os terminais primários a partir da fonte, como mostra a Fig. 13-4b, é

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1'} \tag{13-12}$$

Desde que qualquer alteração na impedância de carga e na corrente do secundário reflete-se como uma alteração na corrente primária, é, algumas vezes, conveniente simplificar o transformador representando-o por um único circuito equivalente. Isto implica em refletir a impedância secundária ao primário, como

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1'}$$

mas $V_1 = \alpha V_2$, como se viu na Eq. (13-5), e $I_1' = I_2/\alpha$, como mostra a Eq. (13-26); então

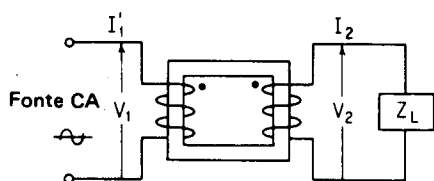
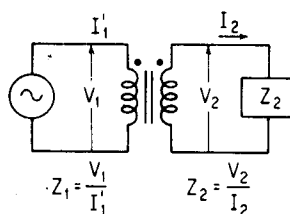
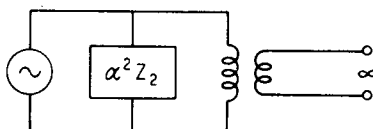
$$Z_1 = \frac{\alpha V_2}{I_2/\alpha} = \alpha^2 \frac{V_2}{I_2}$$

(a) Transformador ideal com carga.

(b) Impedância equivalente de saída e de entrada.

(c) Impedância equivalente refletida.

Fig. 13-4 — Impedância refletida do secundário ao primário.

mas V_2/I_2 é a impedância secundária Z_2, como mostra a Eq. (13-11); então,

$$Z_1 = \alpha^2 Z_2 \quad \text{ou} \quad \frac{Z_1}{Z_2} = \alpha^2 = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \tag{13-13}$$

A Fig. 13-4c mostra a impedância olhando-se para dentro dos terminais a partir da fonte quando a impedância secundária foi refletida de volta ao primário. Admita-se agora que o secundário está a circuito aberto, conforme mostra a Fig. 13-4c, e que a impedância do enrolamento secundário é desprezível comparada à impedância da carga Z_L, que é igual a Z_2. A Eq. (13-13) estabelece que a relação da impedância de entrada para a de saída é (igual a) o quadrado da relação de transformação. Desde que $Z_1 = \alpha^2 Z_2$, esta relação implica em que os transformadores podem servir como dispositivos para o acoplamento de impedâncias, de modo a prover a máxima transferência de potência de um circuito a outro.[7] Um exemplo comum é o caso de um transformador de saída, usado para acoplar a impedância da carga do alto-falante à impedância de saída de um amplificador de áudio. O Exemplo 13-6 ilustra a simplicidade e a elegância da Eq. (13-13) na solução dos cálculos que envolvem a impedância da entrada. O Exemplo 13-7 ilustra a conjugação de impedâncias de um servo-amplificador a um servomotor.

EXEMPLO 13-6: O lado de alta tensão de um transformador abaixador tem 800 espiras e o lado de baixa tensão tem 100 espiras. Uma tensão de 240 V é aplicada ao lado de alta e uma impedância de carga de 3 Ω é ligada ao lado de baixa tensão. Calcule:

a. a corrente e tensão secundárias
b. a corrente primária
c. a impedância de entrada do primário a partir da relação entre a tensão e a corrente primárias
d. a impedância de entrada do primário por meio da Eq. (13-13).

Solução:

$$\text{a. } V_2 = \frac{V_1}{\alpha} = 240\ \text{V}\left(\frac{1}{800\ \text{espiras}/100\ \text{espiras}}\right) = \frac{240\ \text{V}}{8} = 30\ \text{V} \qquad (13\text{-}6)$$

$$I_2 = \frac{V_2}{Z_2} = \frac{30\ \text{V}}{3\ \Omega} = 10\ \text{A} \qquad (13\text{-}11)$$

$$\text{b. } I_1 = \frac{I_2}{\alpha} = \frac{10\ \text{A}}{8} = 1{,}25\ \text{A} \qquad (13\text{-}26)$$

$$\text{c. } Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = \frac{240\ \text{V}}{1{,}25\ \text{A}} = 192\ \Omega \qquad (13\text{-}12)$$

$$\text{d. } Z_1 = \alpha^2 Z_2 = 8^2 \times 3\,\Omega = 192\ \Omega \qquad (13\text{-}13)$$

EXEMPLO 13-7: Um servo-amplificador CA tem uma impedância de saída de 250 Ω e o servomotor CA, que ele deve acionar, tem uma impedância de 2,5 Ω. Calcule:

a. a relação de transformação do transformador que faça o acoplamento da impedância do servo-amplificador à do servomotor
b. o número de espiras do primário se o secundário tem 10 espiras.

[7] De acordo com o teorema da máxima transferência de potência, a máxima potência é entregue por uma fonte a uma carga quando a impedância da carga é igual à impedância interna da fonte. Desde que nem sempre é possível, para a carga, acoplar-se à impedância da fonte, utilizam-se transformadores entre fonte e carga para tais propósitos.

Solução:

a. $\alpha^2 = \dfrac{Z_1}{Z_2}$ e $\alpha = \left(\dfrac{Z_1}{Z_2}\right)^{1/2} = \left(\dfrac{250}{2,5}\right)^{1/2} = (100)^{1/2} = 10$ (13-13)

b. $N_1 = \alpha N_2 = 10(10 \text{ espiras}) = 100 \text{ espiras}$ (13-2b)

13-3.1 O TRANSFORMADOR REAL

Um transformador real, de núcleo de ferro, carregado é representado na Fig. 13-5a. Embora hermeticamente acoplado pelo núcleo de ferro, uma pequena porção de fluxo disperso é produzida nos enrolamentos primário e secundário, ϕ_1 e ϕ_2, respectivamente, além do fluxo mútuo, ϕ_m, como mostra a Fig. 13-5a.

O fluxo disperso primário, ϕ_1, produz uma reatância indutiva primária X_{L_1}. O fluxo disperso secundário, ϕ_2, produz uma reatância indutiva secundária, X_{L_2}. Além disto, os enrolamentos primário e secundário são constituídos de condutores de cobre, que têm certa resistência. A resistência interna do enrolamento primário é r_1 e a do secundário é r_2.

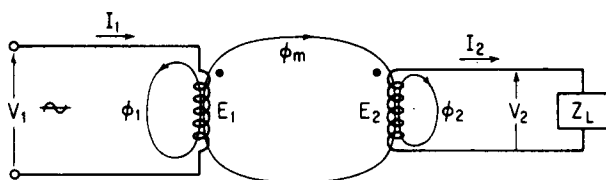
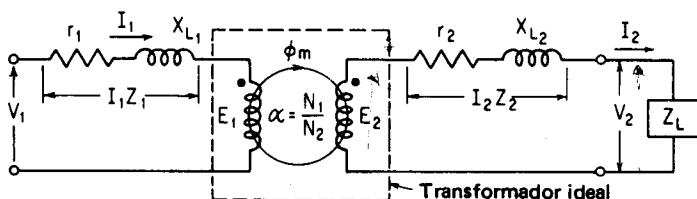
As resistências e reatâncias dos enrolamentos do primário e secundário, respectivamente, produzem quedas de tensão no interior do transformador, como resultado das correntes primária e secundária. Embora estas quedas de tensão sejam internas, é conveniente representá-las externamente como parâmetros puros em série com um transformador ideal, como mostra a Fig. 13-5b. O transformador ideal, mostrado na Fig. 13-5b, é imaginado sem quedas internas nas resistências e reatâncias de seus enrolamentos. A dispersão foi incluída na queda de tensão

(a) Fluxos dispersos em um transformador real carregado.

(b) Resistências e reatâncias primárias e secundárias, ocasionando quedas de tensão num transformador real.

Fig. 13-5 — Transformador real.

primária I_1Z_1 e na queda de tensão secundária, I_2Z_2. Uma vez que estas são quedas de tensão indutivas, pela teoria da corrente alternativa podemos dizer que a impedância interna primária do transformador é

$$Z_1 = r_1 + jX_{L_1} \text{ onde todos os termos foram definidos na Seç. 13-1} \qquad (13\text{-}14)$$

e a impedância secundária interna do transformador é

$$Z_2 = r_2 + jX_{L_2} \text{ onde todos os termos foram definidos na Seç. 13-1} \qquad (13\text{-}15)$$

É possível agora ver a relação entre as tensões terminais e induzidas do primário e secundário, respectivamente. Do acordo com a Eq. (13-10), as fem induzidas primária e secundária podem ser avaliadas a partir da relação fundamental

$$E_1 = 4{,}44fN_1B_mA \times 10^{-8}\text{V} \qquad (13\text{-}16)$$

e

$$E_2 = 4{,}44fN_2B_mA \times 10^{-8}\text{V} \qquad (13\text{-}17)$$

onde todos os termos foram definidos acima.

Mas, desde que é relativamente difícil avaliar B_m, a máxima densidade de fluxo permissível no transformador a partir de medições de tensão e corrente, as relações que se seguem, e que também provêm da Fig. 13-5b, permitem sejam computadas as fem induzidas primária e secundária:

$$\dot{E}_1 = \dot{V}_1 - (I_1\dot{Z}_1) = \dot{V}_1 - I_1(r_1 \dot{+} jX_{L_1}) \qquad (13\text{-}18)$$

$$\dot{E}_2 = \dot{V}_2 - (I_2\dot{Z}_2) = \dot{V}_2 - I_2(r_2 \dot{+} jX_{L_2}) \qquad (13\text{-}19)$$

Note-se, pela Fig. 13-5b e Eq. (13-18), que a tensão aplicada ao primário, V_1, é maior que a fem induzida no enrolamento primário, E_1. E também, pela Fig. 13-5b e Eq. (13-19), que a fem induzida no enrolamento secundário, E_2, é maior que a tensão nos terminais do secundário, V_2. Assim, podemos escrever

$$V_1 > E_1 \quad \text{e} \quad V_2 < E_2 \qquad (13\text{-}20)$$

para um transformador real, carregado.

EXEMPLO 13-8: Um transformador abaixador de 500 kVA, 60 Hz, 2.300/230 V, tem os seguintes parâmetros: $r_1 = 0{,}1\,\Omega$, $X_{L1} = 0{,}3\,\Omega$, $r_2 = 0{,}001\,\Omega$, $X_L = 0{,}003\,\Omega$. Quando o transformador é usado como abaixador e está com carga nominal, calcule:

a. as correntes primária e secundária
b. as impedâncias internas primária e secundária
c. as quedas internas de tensão primária e secundária
d. as fem induzidas primária e secundária, imaginando-se que as tensões nos terminais e induzidas estão em fase
e. a relação entre as fem induzidas primária e secundária, e entre as respectivas tensões terminais.

Solução:

a. $I_2 = \dfrac{\text{kVA} \times 10^3}{V_2} = \dfrac{500 \times 10^3 \text{ VA}}{230 \text{ V}} = 2{,}175 \times 10^3 \text{ A} = 2.175 \text{ A}$ (13-9)

$I_1 = \dfrac{I_2}{\alpha} = \dfrac{2.175 \text{ A}}{10} = \mathbf{217{,}5 \text{ A}}$ (13-2b)

b. $Z_2 = r_2 + jX_{L2} = 0{,}001 + j0{,}003 = \mathbf{0{,}00316 \Omega}$ (13-15)

$Z_1 = r_1 + jX_{L1} = 0{,}1 + j0{,}3 = \mathbf{0{,}316 \Omega}$ (13-14)

c. $I_2 Z_2 = 2.175 \text{ A} \times 0{,}00316 = \mathbf{6{,}88 \text{ V}}$

$I_1 Z_1 = 217{,}5 \text{ A} \times 0{,}316 \ \Omega = \mathbf{68{,}8 \text{ V}}$

d. supondo tensões nos terminais e fem induzidas em fase:

$E_2 = V_2 + I_2 Z_2 = 230 + 6{,}88 = \mathbf{236{,}88 \text{ V}}$ (13-19)

$E_1 = V_1 - I_1 Z_1 = 2.300 - 68{,}8 = \mathbf{2.231{,}2 \text{ V}}$ (13-18)

e. relação de $\dfrac{E_1}{E_2} = \dfrac{2.231{,}2}{236{,}88} = 9{,}43 = \alpha = \dfrac{N_1}{N_2}$ (13-5)

mas $\dfrac{V_1}{V_2} = \dfrac{2.300}{230} = 10$

O Exemplo 13-8 mostra que, num transformador real, para se obter uma dada relação entre tensões *terminais* primária e secundária, a relação de transformação $(N_1/N_2 = E_1/E_2)$ deve ser levemente *menor*, se forem levadas em conta as quedas nas impedâncias internas primária e secundária. Também se verificam as relações sumarizadas nas Eqs. (13-18) a (13-20).

EXEMPLO 13-9: A partir das tensões terminais e correntes primárias e secundárias do Exemplo 13-8, calcule:

a. impedância de carga, Z_L
b. impedância primária de entrada, Z_p
c. compare Z_L com Z_2 e Z_p com Z_1
d. estabeleça as diferenças entre as impedâncias do item (c).

Solução:

a. $Z_L = \dfrac{V_2}{I_2} = \dfrac{230 \text{ V}}{2.175 \text{ A}} = \mathbf{0{,}1055 \ \Omega}$

b. $Z_p = \dfrac{V_1}{I_1} = \dfrac{2.300 \text{ V}}{217{,}5 \text{ A}} = \mathbf{10{,}55 \ \Omega}$

c. a impedância de carga, $Z_L = 0{,}1055 \ \Omega$ é *muito maior* que a impedância secundária interna, $Z_2 = 0{,}00316 \Omega$. A impedância primária de entrada, $Z_p = 10{,}55 \ \Omega$ é *muito maior* que a impedância primária interna, $Z_1 = 0{,}316 \ \Omega$

d. é essencial que Z_L seja muito maior que Z_2, de modo que a maior parte da fem induzida E_2 seja aplicada à impedância de carga Z_L. Como Z_L é reduzida em proporção a Z_2, a corrente de carga aumenta e a queda interna em Z_2 maior se torna.

A impedância primária de entrada, Z_p, representa a impedância de carga refletida, $Z_p = \alpha^2 Z_L = (10)^2 \times 0{,}1055 = 10{,}55\ \Omega$. Novamente, para um dado valor da corrente primária de carga drenada da fonte, a impedância primária interna, Z_1, deve ser pequena em comparação com a impedância refletida primária, de modo que E_1 será grande em relação a V_1.

13-4. CIRCUITOS EQUIVALENTES PARA UM TRANSFORMADOR REAL DE POTÊNCIA

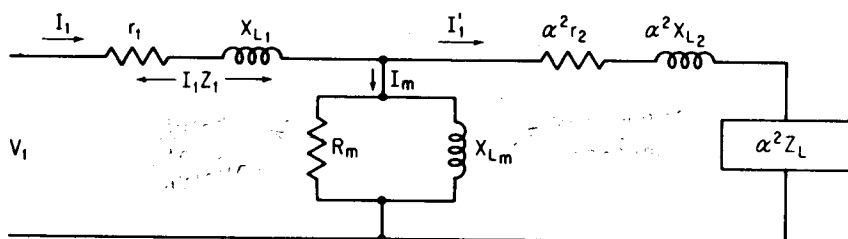
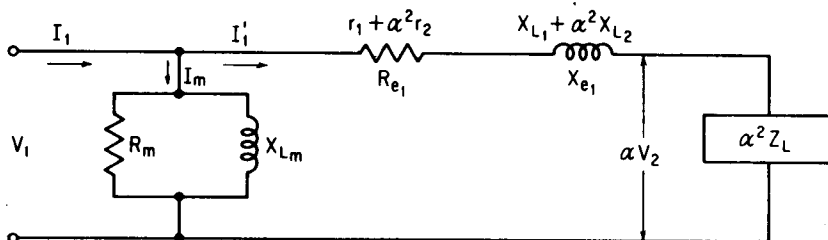
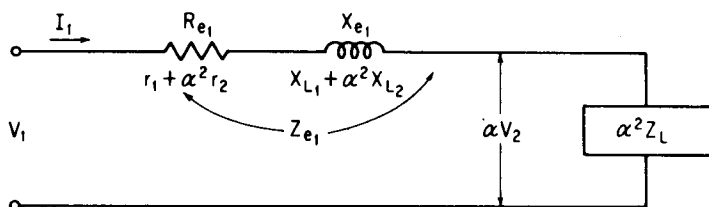
As soluções e comparações do Exemplo 13-9 mostram que é possível usar transformações de impedância para desenvolver o circuito equivalente de um transformador real. Um tal circuito equivalente é útil na solução de problemas correlatos com o rendimento e regulação em tensão de um transformador.

(a) Circuito equivalente de um transformador de potência.

(b) Circuito equivalente aproximado com resistências e reatâncias refletidas.

(c) Circuito equivalente simplificado imaginando nula a corrente de magnetização.

Fig. 13-6 — Circuitos equivalentes para transformador de potência.

O circuito da Fig. 13-5b é mostrado na Fig. 13-6a com a impedância de carga e a resistência e reatância internas secundárias refletidas de volta ao primário. Note-se que a corrente primária, I_1, é a soma da componente primária de magnetização, I_m, e da componente correspondente à corrente de carga I_1', na Fig. 13-6a. Isto está perfeitamente de acordo com as relações fasoriais de um transformador carregado, conforme mostra a Fig. 13-3a. Além disto, R_m representa o parâmetro equivalente às perdas de potência no ferro do núcleo do transformador (perdas por histerese e por correntes parasitas) e devidas à corrente de magnetização, I_m. Note-se que X_{Lm} está em paralelo com R_m e representa a componente reativa do transformador (circuito aberto).

A Fig. 13-6a é a representação de um transformador que satisfaz as condições dele a vazio e carregado. Se o secundário do transformador mostrado está a circuito aberto, $I_1' = 0$, e apenas I_m circula ($I_1 = I_m$) produzindo uma pequena queda interna de tensão na impedância primária Z_1 (igual a $r_1 + jX_{L_1}$). Desde que a impedância primária Z_1 e a queda de tensão primária $I_1 Z_1$ são relativamente pequenas, é possível obter-se um circuito equivalente aproximado *deslocando* o ramo paralelo L-R diretamente junto à fonte de suprimento, V_1. Fazendo isto, é possível *agrupar* as resistências e reatâncias internas dos circuitos primário e secundário, respectivamente, como mostra a Fig. 13-6b, de modo a produzir os seguintes parâmetros equivalentes:

$$R_{e_1} = r_1 + \alpha^2 r_2 = \text{resistência equivalente referida ao } \textit{primário} \tag{13-21}$$

$$X_{e_1} = X_{L_1} + \alpha^2 X_{L_2} = \text{reatância equivalente referida ao } \textit{primário} \tag{13-22}$$

$$Z_{e_1} = R_{e_1} + jX_{e_1} = \text{impedância equivalente referida ao } \textit{primário} \tag{13-23}$$

Se o transformador é algo carregado, e a componente primária da corrente de carga, I_1', excede I_m, esta pode ser considerada como desprezível, como mostra o circuito equivalente da Fig. 13-6c. A figura permite um certo número de suposições em relação ao rendimento e regulação do transformador (Seçs. 13-5 a 8), bem como a avaliação das correntes primária e secundária. Para um transformador carregado, a corrente primária, dependendo da natureza da carga, é

$$I_1 = \frac{V_1}{\dot{Z}_{e_1} + \alpha^2 \dot{Z}_L} = \frac{V_1}{(R_{e_1} + jX_{e_1}) + \alpha^2(R_L \pm jX_L)} =$$

$$= \frac{V_1}{[R_{e_1} + \alpha^2 R_L] + j[X_{e_1} \pm \alpha^2 jX_L]} \tag{13-24}$$

onde $+jX_L$ representa a reatância de uma carga indutiva e

$-jX_L$ representa a reatância de uma carga capacitiva.

EXEMPLO 13-10: Para o transformadór dado no Exemplo 13-1, calcule:
a. A resistência interna equivalente referida ao primário.
b. A reatância interna equivalente referida ao primário.
c. A impedância interna equivalente referida ao primário.
d. A impedância secundária equivalente a uma carga de 0,1 Ω (resistiva), referida ao primário.
e. A corrente primária de carga se a fonte é de 2.300 V.

Solução:

a. $R_{e1} = r_1 + \alpha^2 r_2 = 0{,}1 + 10^2\,(0{,}001) = 0{,}1 + 0{,}1 = \mathbf{0{,}2\,\Omega}$ (13-21)

b. $X_{e1} = X_{L1} + \alpha^2(X_{L2}) = 0{,}3 + 10^2\,(0{,}003) = 0{,}3 + 0{,}3 = \mathbf{0{,}6\,\Omega}$ (13-22)

c. $Z_{e1} = R_{e1} + j\,X_{e1} = 0{,}2 + j\,0{,}6 = \mathbf{0{,}632\,\Omega}$ (13-23)

d. $\alpha^2 Z_L = (10)^2 . 0{,}1\,\Omega = 10\,\Omega\,(\text{resistiva}) = \alpha^2 R_L$ (13-13)

e. $$I_1 = \frac{V_1}{(R_{e1} + \alpha^2 R_L) + j(X_{e1} \pm \alpha^2 X_L)} \quad (13\text{-}24)$$

$$= \frac{2.300\ \text{V}}{(0{,}2 + 10{,}0) + j(0{,}6 + 0)\,\Omega}$$

$$= \frac{2.300\ \text{V}}{(10{,}2 + j\,0{,}6)\,\Omega} \cong \frac{2.300\ \text{V}}{10{,}21\ \Omega} = 225\ \text{A}$$

Note-se que o valor obtido para a corrente primária no Exemplo 13-10 de 225 A é comparável favoravelmente com o da corrente primária de 217,5 A, obtido no Exemplo 13-8b.

A aproximação da Fig. 13-6c despreza a componente de magnetização, I_m, da corrente primária, I_1. Com efeito, isto significa que o ângulo de fase da carga secundária é refletido diretamente para o primário sem alteração. (Note-se que, na Fig. 13-3c, é mostrada a diferença entre o ângulo refletido θ_1' e o ângulo de fase do primário θ_1 devido à componente de magnetização da corrente.) Se a componente de magnetização da corrente primária é desprezada, obtemos um diagrama fasorial equivalente simples para o transformador carregado sob quaisquer condições de carga (em atraso, em adianto ou de fator de potência unitário), como mostra a Fig. 13-7. A explicação de cada um destes diagramas fasoriais é dada abaixo:

a. Carga com ângulo de fase em avanço — Fig. 13-7a. A corrente de carga secundária refletida, I_2/α, adianta-se em relação à tensão secundária refletida da carga, αV_2, de um ângulo de fase em avanço θ_2. Como mostra a Fig. 13-6c, a diferença fasorial entre αV_2 e V_1, é a queda de tensão na impedância equivalente $I_1 Z_{e1}$. A queda na resistência equivalente $I_1 R_{e1}$ está em fase com I_1. A queda na reatância equivalente, $I_1 X_{e1}$, adianta-se de 90° em relação a I_1. Devido a estas quedas de tensão equivalentes, a tensão V_1 ainda se adianta em relação a I_1 de um ângulo θ_1. O ângulo de adianto θ_1 é, necessariamente, menor que θ_2 devido ao fato do transformador ser, internamente, indutivo.

(a) Cargas com fator de potência em avanço. (b) Cargas com fator de potência em atraso.

(c) Cargas com fator de potência unitário.

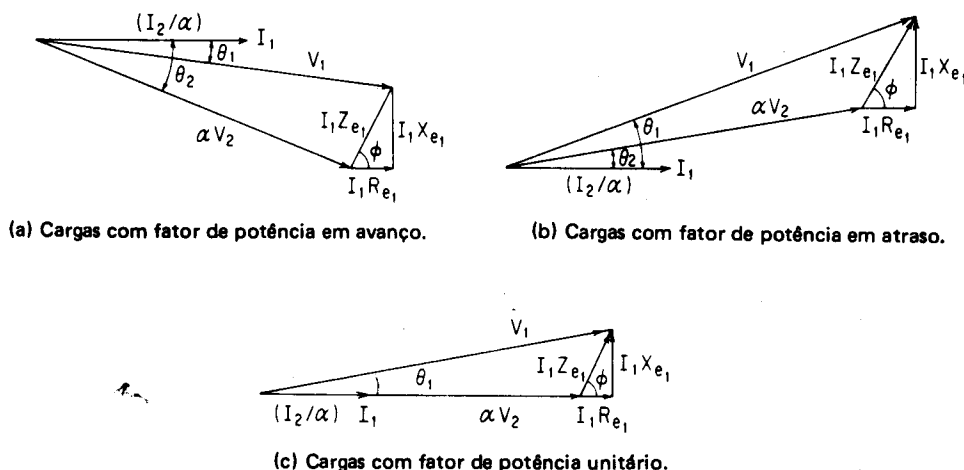



Fig. 13-7 — Transformador de potência com condições variáveis de carga secundária e seu efeito no ângulo de fase do primário.

b. Carga com ângulo de fase em atraso — Fig. 13-7b. A corrente de carga secundária refletida, I_2/α, atrasa-se da tensão secundária refletida, αV_2, de um ângulo de fase em atraso, θ_2. A diferença fasorial entre a tensão secundária refletida, αV_2, e a tensão primária aplicada, V_1, é a queda na impedância equivalente, $I_1\ Z_{e1}$. Neste caso, o ângulo de fase em atraso, θ_1, é maior que o ângulo de fase em atraso θ_2, devido ao fato do transformador ser altamente indutivo internamente e disto tender a tornar o circuito mais indutivo ainda.

c. Carga com fator de potência unitário — Fig. 13-7c. A corrente de carga secundária refletida, I_2/α, está em fase com a tensão secundária refletida, αV_2, a um fator de potência unitário, sendo resistiva a carga no secundário do transformador. A diferença fasorial entre a tensão secundária refletida αV_2 e a tensão primária aplicada V_1 é a queda de tensão na impedância equivalente $I_1 Z_{e1}$. A corrente primária I_1 atrasa-se em relação a V_1 de um pequeno ângulo θ_1. Com fator de potência unitário no secundário, o primário vê um pequeno atraso entre a corrente primária e a tensão primária, devido à indutância interna equivalente total do transformador.

13-5. REGULAÇÃO DE TENSÃO DE UM TRANSFORMADOR DE POTÊNCIA

Um exame dos três casos mostrados na Fig. 13-7 também revela que a diferença entre a tensão secundária refletida, αV_2, e a tensão primária aplicada, V_1, é igual à queda de tensão na impedância equivalente referida ao primário, $I_1 Z_{e1}$. (Os diagramas fasoriais da Fig. 13-7 são semelhantes aos da Fig. 6-4, que foram usados para prever a regulação em tensão de um alternador.) Isto implica em que a relação entre a tensão refletida nos terminais secundários sob carga, αV_2, e a tensão primária V_1, guarda a mesma proporção que a existente entre a tensão nos terminais do secundário e a sua tensão a vazio, respectivamente.

A Fig. 13-8 mostra as três condições da Fig. 13-7, com duas modificações:

1. Todos os valores foram refletidos para o lado *secundário* do transformador, e
2. a *tensão* secundária é usada como fasor de referência, em vez da corrente.

> A equação para a resistência equivalente referida ao secundário é
>
> $$R_{e_2} = r_2 + \frac{r_1}{\alpha^2} \qquad (13\text{-}25)$$
>
> e a equação para a reatância equivalente referida ao secundário é
>
> $$X_{e_2} = X_{L_2} + \frac{X_{L_1}}{\alpha^2} \qquad (13\text{-}26)$$
>
> Donde, a impedância equivalente referida ao secundário é
>
> $$Z_{e2} = R_{e2} + jX_{e2} \qquad (13\text{-}27)$$

Para qualquer valor dado de corrente de carga, I_2, portanto, é possível computar a fem induzida, E_2, e a regulação em tensão do transformador, respectivamente, a partir das condições seguintes derivadas da Fig. 13-8.

(a) Cargas de fator de potência unitário.

(b) Cargas com fator de potência em atraso.

(c) Cargas com fator de potência em adianto.

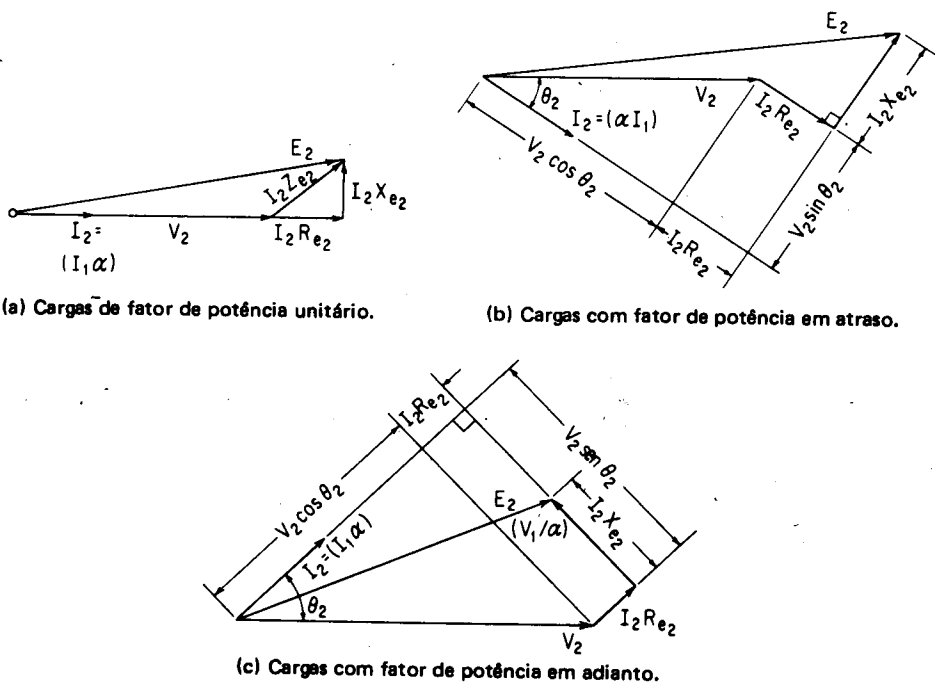



Fig. 13-8 — Regulação da tensão secundária de transformadores de potência — todas as tensões e correntes referidas ao secundário — tensão secundária usada como fasor de referência.

$$E_2 = (V_2 \cos\theta_2 + I_2R_{e_2}) + j(V_2 \operatorname{sen}\theta_2 \pm I_2X_{e_2}) \qquad (13\text{-}28)$$

onde o sinal + no termo em quadratura é usado para cargas com ângulo de fase em atraso e unitário e o sinal – para cargas com ângulo de fase em avanço.

Note-se a semelhança entre a Eq. (13-28) para transformadores e a Eq. (6-8) para alternadores. Como no caso dos alternadores e geradores CC, a Eq. (3-9) pode ser reescrita para a regulação em tensão, medida nos terminais do secundário do transformador:

$$R\% \text{ (Regulação Percentual em Tensão)} = \frac{E_2 - V_2}{E_2} \times 100 \qquad (3\text{-}9a)$$

onde E_2 é o valor a vazio da fem induzida secundária, como determinado pela Eq. (13-28),

e V_2 é o valor da tensão secundária do transformador com carga nominal no secundário.

EXEMPLO 13-11: Medidas feitas num transformador de 500 kVA, 2.300/230 V conduziram aos seguintes valores para a reatância e resistência equivalentes referidas ao secundário (lado de baixa tensão): $X_{e2} = 0{,}006\,\Omega$ e $R_{e2} = 0{,}002\,\Omega$.

Calcule:

a. A fem induzida, E_2, quando o transformador estiver entregando a corrente nominal secundária a uma carga de fator de potência unitário.
b. Repita (a) para uma carga com $\cos\theta_2 = 0{,}8$ em atraso.
c. Repita (a) para uma carga com $\cos\theta_2 = 0{,}6$ em avanço.
d. A regulação de tensão para (a), (b) e (c), respectivamente.
e. Comente as diferenças na regulação de tensão com referência à Fig. 13-8.

Solução:

Cálculos preliminares:

Corrente nominal secundária

$$I_2 = \frac{\text{kVA} \times 10^3}{V_2} = \frac{500 \times 10^3 \text{ VA}}{230 \text{ V}} = 2{,}175 \times 10^3 \text{ A} \qquad (13\text{-}9)$$

Queda correspondente à corrente nominal na resistência equivalente

$$I_2R_{e2} = (2{,}175 \times 10^3 \text{ A})(2 \times 10^{-3}\ \Omega) = \mathbf{4{,}35\ V}$$

Queda correspondente à corrente nominal na reatância equivalente

$$I_2X_{e2} = (2{,}175 \times 10^3 \text{ A})(6 \times 10^{-3}\ \Omega) = \mathbf{13{,}05\ V}$$

a. com fator de potência unitário, a partir da Eq. (13-28)

$$E_2 = (V_2 \cos\theta_2 + I_2R_{e2}) + j(V_2 \operatorname{sen}\theta_2 + I_2X_{e2})$$
$$= (230 \times 1 + 4{,}35) + j(0 + 13{,}05) = 234{,}35 + j\,13{,}05 = \mathbf{234{,}5\ V}$$

b. com fator de potência 0,8 em atraso

$$E_2 = (V_2 \cos \theta_2 + I_2 R_{e2}) + j(V_2 \text{ sen } \theta_2 + I_2 X_{e2}) \quad (13\text{-}28)$$
$$= (230 \times 0{,}8 + 4{,}35) + j(230 \times 0{,}6 + 13{,}05)$$
$$= (184 + 4{,}35) + j(138 + 13{,}05) = 188{,}35 + j\,151{,}05 = \mathbf{241{,}8\ V}$$

c. com fator de potência 0,6 em adianto

$$E_2 = (V_2 \cos \theta_2 + I_2 R_{e2}) + j(V_2 \text{ sen } \theta_2 - I_2 X_{e2}) \quad (13\text{-}28)$$

Nota: sinal menos para carga em avanço

$$= (230 \times 0{,}6 + 4{,}35) + j(230 \times 0{,}8 - 13{,}05)$$
$$= (138 + 4{,}35) + j(184 - 13{,}05) = 142{,}35 + j\,170{,}85 = \mathbf{222{,}2\ V}$$

d. 1. R% para $\cos \theta_2 = 1$ (FP)

$$R\% = \frac{E_2 - V_2}{V_2} \times 100 = \frac{234{,}5 - 230}{230} \times 100 = \mathbf{1{,}956\ \%} \quad (3\text{-}9a)$$

2. R% para $\cos \theta_2 = 0{,}8$ (FP em atraso)

$$R\% = \frac{E_2 - V_2}{V_2} \times 100 = \frac{241{,}8 - 230}{230} \times 100 = \mathbf{5{,}13\ \%} \quad (3\text{-}9a)$$

3. R% para $\cos \theta_2 = 0{,}6$ (FP em avanço)

$$R\% = \frac{E_2 - V_2}{V_2} \times 100 = \frac{222{,}2 - 230}{230} \times 100 = \mathbf{3{,}39\%} \quad (3\text{-}9a)$$

e. Um transformador carregado à sua corrente nominal por uma carga de fator de potência unitário tem uma pequena (baixa) regulação percentual. E_2 é levemente maior que V_2 e adianta-se em relação a ela de um pequeno ângulo positivo mostrado no Exemplo 13-11a e Fig. 13-8a. Um transformador carregado à sua corrente nominal por uma carga de fator de potência em atraso tem uma regulação mais alta que a correspondente a um fator de potência unitário. E_2 é algo maior que V_2 correspondente ao fator de potência unitário, e adianta-se em relação a V_2 de um ângulo positivo relativamente pequeno, como mostra a Fig. 13-8b. Um transformador carregado à sua corrente nominal por uma carga de fator de potência em avanço pode ter uma menor regulação, próxima a zero por cento ou mesmo negativa, como é o caso do Exemplo 13-11d3 acima. A regulação de valor mais baixo ou negativo ocorre porque E_2 pode ser menor que V_2, como mostra a Fig. 13-8c.

O Exemplo 13-11 mostra que a regulação de um transformador pode ser melhorada por uma carga em avanço, I_2, com respeito à tensão terminal secundária, V_2. Tal corrente em avanço (capacitiva) tende a contrabalançar as quedas internas indutivas devidas às reatâncias indutivas primária e secundária do próprio transformador.

13-6. REGULAÇÃO DE TENSÃO A PARTIR DO ENSAIO DE CURTO-CIRCUITO

O circuito equivalente simplificado referido ao primário, derivado na Fig. 13-6c, é mostrado novamente na Fig. 13-9a. Se o secundário de baixa tensão de

um transformador é curto-circuitado[8], *ambos*, V_2, a tensão terminal secundária, e Z_L, a impedância de carga secundária, são zero. O circuito equivalente para um tal transformador, com o secundário curto-circuitado, é mostrado na Fig. 13-9b. A implicação da Fig. 13-9b é clara. Se o secundário de um transformador é curto-circuitado, apenas as resistências e reatâncias primárias e secundárias o estão carregando. Conseqüentemente, a corrente I_1 drenada de V_1 é determinada apenas pela impedância equivalente interna, Z_{e_1}, onde $I_1 = V_1/Z_{e_1}$.

(a) Circuito equivalente simplificado para um transformador carregado.

(b) Circuito equivalente do transformador com secundário em curto.

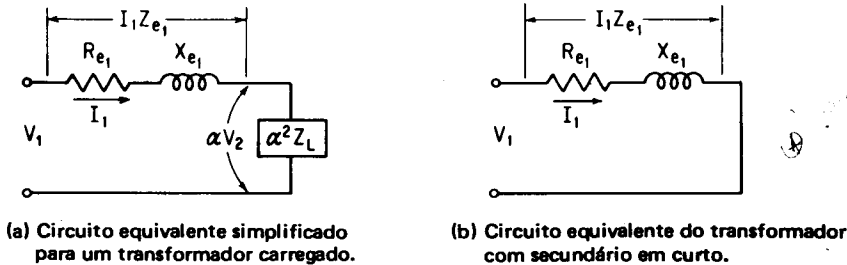



Fig. 13-9 — Circuitos equivalentes referidos ao primário de um transformador carregado e curto-circuitado.

A Fig. 13-9 também torna possível uma outra comparação útil. Um transformador normalmente carregado, mostrado na Fig. 13-9a, tem uma pequena queda na impedância interna equivalente, $I_1Z_{e_1}$, em comparação a αV_2, a queda de tensão na carga. A maior proporção de V_1 na Fig. 13-9a é a queda em αV_2. Mas com impedância de carga nula (secundário em curto-circuito), todo V_1 é queda na impedância interna equivalente, $I_1Z_{e_1}$ como mostra a Fig. 13-9b. Assim, quando o transformador é curto-circuitado

$$V_1 = I_1 Z_{e_1} \tag{13-29}$$

donde

$$Z_{e_1} = \frac{V_1}{I_1} \tag{13-30}$$

e pela teoria de circuitos CA simples

$$R_{e_1} = \frac{V_1 \cos\theta}{I_1} = \frac{V_1 I_1 \cos\theta}{I_1^2} \tag{13-31}$$

$$X_{e_1} = \frac{V_1 \operatorname{sen}\theta}{I_1} = \frac{V_1 I_1 \operatorname{sen}\theta}{I_1^2} \tag{13-32}$$

[8]O lado de baixa tensão é curto-circuitado porque o seu enrolamento tem: 1) uma tensão nominal menor e 2) uma corrente nominal maior. Embora qualquer lado possa ser curto-circuitado, é usual curto-circuitar-se o lado de baixa tensão por estas razões.

Equações estas (13-30) a (13-32) que indicam claramente que medições de tensão, corrente e potência primária, quando o transformador está curto-circuitado, levam ao cálculo dos parâmetros R_{e_1}, Z_{e_1} e X_{e_1}.

A Fig. 13-10 mostra uma disposição típica de instrumentos e dispositivos para se obterem os dados do *ensaio a curto-circuito* de um transformador. O processo é o que se segue:

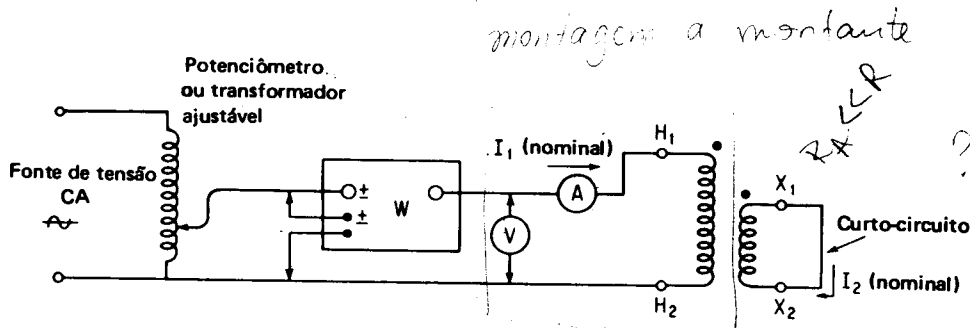



Fig. 13-10 — Ligações típicas de instrumentos para o ensaio de curto-circuito, visando a determinação de Ze_1, Xe_1 e Re_1.

1. Com um potenciômetro ou um transformador de saída variável, ajustado para dar tensão de saída nula, curto-circuitam-se os terminais de baixa tensão, X_1-X_2 do transformador.
2. Lenta e cuidadosamente, aumenta-se a tensão usando o transformador ajustável ou o potenciômetro, até que a *corrente nominal primária* seja lida no amperímetro (a corrente nominal primária é determinada a partir da capacidade nominal do transformador em VA, dividida pela tensão nominal do lado de alta tensão, VA/V_a).
3. Lê-se a potência de curto-circuito, P_{cc}; a tensão de curto-circuito V_{cc} e a corrente primária de curto-circuito, $I_{cc} = I_1$ (nominal).
4. Calcula-se Z_{e1} pela relação das leituras do voltímetro e do amperímetro:

$$Z_{e1} = \frac{V_{cc}}{I_{cc}} = \frac{\text{leitura do voltímetro}}{\text{leitura do amperímetro}}$$

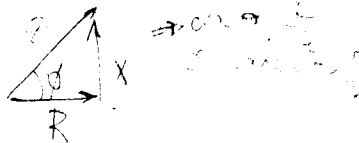
5. Calcula-se R_{e1} pela relação da leitura do wattímetro dividida pela leitura do amperímetro ao quadrado:

$$R_{e1} = \frac{P_{cc}}{I_{cc}^2} = \frac{\text{leitura do wattímetro}}{(\text{leitura do amperímetro})^2}$$

6. Calcula-se X_{e1} a partir de Z_{e1} e R_{e1}, obtidos pelos passos 4 e 5 acima, usando:

   a. $X_{e1} = \sqrt{Z_{e1}^2 - R_{e1}^2}$ ou

   b. $\theta = \text{arc cos } (R_{e1}/Z_{e1})$

   $X_{e1} = Z_{e1} \text{ sen } \theta$

O ensaio de curto-circuito, bem como seus dados, cálculos e sua aplicação à regulação dos transformadores, é ilustrado no Exemplo 13-12.

EXEMPLO 13-12: Um transformador abaixador de 20 kVA, 2.300/230 V, é ligado conforme mostra a Fig. 13-10, com o lado de baixa tensão curto-circuitado. Os dados lidos no lado de alta tensão são:

leitura do wattímetro = 250 W
leitura do voltímetro = 50 V
leitura do amperímetro = 8,7 A

Calcule:

a. a impedância, a reatância e a resistência equivalentes referidas ao lado de alta tensão
b. a impedância, a reatância e a resistência equivalentes referidas ao lado de baixa tensão
c. a regulação de tensão a fator de potência unitário
d. a regulação de tensão a fator de potência 0,7 em atraso

Solução:

a. $Z_{e1} = \frac{V_{cc}}{I_{cc}} = \frac{50\ \text{V}}{8{,}7\ \text{A}} = 5{,}75\ \Omega$ (13-30)

$R_{e1} = \frac{P_{cc}}{(I_{cc})^2} = \frac{250}{(8{,}7)^2} = 3{,}3\ \Omega$ (13-31)

para X_{e1}, $\theta = \text{arc cos } \frac{R_{e1}}{Z_{e1}} = \text{arc cos } \frac{3{,}3}{5{,}75} = 55°$

$X_{e1} = Z_{e1} \text{ sen } \theta = 5{,}75 \text{ sen } 55° = 4{,}71\ \Omega$ (13-32)

b. $Z_{e2} = \frac{Z_{e1}}{\alpha^2} = \frac{5{,}75\ \Omega}{10^2} = 0{,}0575\ \Omega$ (13-13)

$R_{e2} = \frac{R_{e1}}{\alpha^2} = \frac{3{,}3\ \Omega}{10^2} = 0{,}033\ \Omega$

$X_{e2} = \frac{X_{e1}}{\alpha^2} = \frac{4{,}71\ \Omega}{10^2} = 0{,}0471\ \Omega$

c. Corrente de carga nominal secundária,

$I_2 = \frac{\text{kVA} \times 1.000}{V_2} = \frac{20 \times 10^3}{230\ \text{V}} = 87\ \text{A}$ (13-9)

$I_2 R_{e2} = 87\ \text{A} \times 0{,}033\ \Omega = 2{,}87\ \text{V}$

$I_2 X_{e2} = 87\ \text{A} \times 0{,}0471\ \Omega = 4{,}1\ \text{V}$

A fem induzida. com corrente nominal secundária e fator de potência unitário,

$E_2 = (V_2 \cos \theta_2 + I_2 R_{e2}) + j(V_2 \text{ sen } \theta_2 + I_2 X_{e2})$ (13-28)

$= (230 \times 1 + 2{,}87) + j(0 + 4{,}1)$

$= 232{,}87 + j4{,}1 = 232{,}9\ \text{V}$

$R\%\ (\cos \theta_2 = 1) = \frac{E_2 - V_2}{V_2} \times 100$

$= \frac{232{,}9 - 230}{230} \times 100 = \frac{2{,}9}{230} \times 100 = 1{,}26\ \%$

d. A fem induzida secundária, com carga nominal e fator de potência 0,7 em atraso,

$$E_2 = (V_2 \cos\theta_2 + I_2 R_{e2}) + j(V_2 \operatorname{sen}\theta_2 + I_2 X_{e2}) \qquad (13\text{-}28)$$
$$= (230 \times 0{,}7 + 2{,}87) + j(230 \times 0{,}713 + 4{,}1)$$
$$= (161 + 2{,}87) + j(164 + 4{,}1) = 163{,}9 + j\,168{,}1 = 235 \text{ V}$$

$$R\% \ (\cos\theta_2 = 0{,}7 \text{ Ind}) = \frac{E_2 - V_2}{V_2} = \frac{235 - 230}{230} = 2{,}175 \ \% \qquad (3\text{-}9a)$$

13-7. HIPÓTESES INERENTES AO ENSAIO DE CURTO-CIRCUITO

O wattímetro da Fig. 13-10 marca essencialmente as perdas no cobre, ou seja, a potência correspondente às perdas nas resistências primária e secundária, referidas ao primário (lado de alta tensão) como mostra a Eq. (13-31). Pode parecer que o wattímetro da Fig. 13-10 indicaria uma leitura algo maior da potência, desde que a fonte CA deve também suprir as perdas no núcleo de ferro do transformador. Tal leitura maior levaria a um valor de R_{e_1} maior que o real pela Eq. (13-31).

Efetivamente, entretanto, como mostra o Exemplo 13-12, a tensão aplicada ao lado de alta do transformador durante o ensaio de curto-circuito é apenas uma pequena fração da tensão nominal do lado de alta. A densidade de fluxo, como mostra a Eq. (13-10), varia diretamente com a tensão ou (50/2.300). As perdas no núcleo, como se mostra através do Exemplo 13-5, variam aproximadamente com o quadrado da densidade de fluxo ou com o quadrado da tensão aplicada ao primário. À tensão e freqüência nominais, as perdas no núcleo de um transformador dificilmente serão desprezáveis. Mas, no caso do ensaio a curto-circuito, a tensão aplicada ao primário é apenas uma pequena fração da tensão nominal do lado de alta tensão. Sob estas condições, as perdas no núcleo, que variam com o quadrado da tensão, podem ser desprezadas, como mostra o Exemplo 13-13.

EXEMPLO 13-13: Calcule a fração das perdas no núcleo, à tensão nominal, que são medidas pelo wattímetro no Exemplo 13-12.

Solução:

Sejam P_h as perdas no núcleo devidas à histerese e às correntes parasitas, sob tensão nominal. Desde que P_h é proporcional a V_1^2, as perdas no núcleo, sob as condições do ensaio de curto-circuito, são

$$P_{h(cc)} = \left(\frac{V_{1cc}}{V_{1\,nom}}\right)^2 \times P_h = \left(\frac{50}{2.300}\right)^2 \times P_h = (0{,}02175)^2 \times P_h = \mathbf{0{,}000474\ P_h}$$

Note-se, pelo Exemplo 13-13, que as perdas no núcleo, para um transformador de potência, são de fato desprezáveis, sob as tensões extremamente reduzidas aplicadas ao enrolamento de alta tensão durante o ensaio de curto-circuito. Isto é verdade para a maioria dos transformadores de potência, com a possível exceção dos transformadores extremamente pequenos ou dos de alta freqüência de núcleo

de ferro. As perdas no ferro podem, assim, ser desprezadas na maioria das condições dos ensaios de curto-circuito. (Note-se que as perdas no núcleo *não podem* ser desprezadas no ensaio de curto-circuito, a rotor bloqueado, do motor de indução conforme se descreveu na Seç. 12-13, último parágrafo, precisamente devido à relação relativamente alta entre a tensão de ensaio e a tensão nominal, no caso.)

13-8. RENDIMENTO DO TRANSFORMADOR A PARTIR DOS ENSAIOS A VAZIO E DE CURTO-CIRCUITO

À tensão nominal ou de operação, as perdas no núcleo, conforme se deduz da discussão acima, podem ser obtidas apenas excitando-se o enrolamento do transformador à sua tensão nominal. Desde que a maioria dos transformadores de potência e distribuição tem um ou mais enrolamentos de tensão muito alta, é usual e mais seguro executar-se o ensaio a vazio para determinar as perdas no núcleo através do enrolamento de *mais baixa* tensão existente. As ligações típicas são mostradas na Fig. 13-11 para um transformador de dois enrolamentos, com tensão

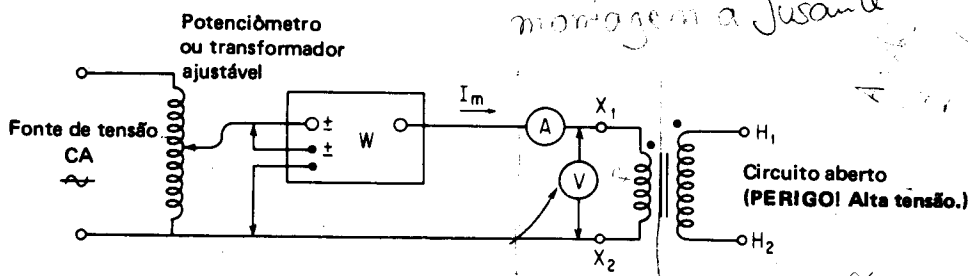



Fig. 13-11 — Ligações típicas dos instrumentos para o ensaio a circuito aberto, que determinará as perdas no núcleo.

nominal aplicada aos terminais de baixa tensão X_1-X_2, e com os terminais de alta tensão, H_1-H_2, a circuito aberto. Uma vez que a tensão nominal é aplicada ao lado de baixa tensão, a tensão nominal também aparece nos terminais do lado de alta tensão. Deve-se atentar para que estes terminais de alta tensão estejam apropriadamente isolados um do outro e do contato com pessoas (V. Fig. 13-11).

A principal razão para executar-se o ensaio a vazio é medirem-se as perdas do núcleo à tensão nominal. O processo para a execução do ensaio a vazio é o que se segue:

1. Leva-se o potenciômetro ou o transformador ajustável, desde zero até a tensão nominal, para o enrolamento em que está ligado o voltímetro CA.
2. Lê-se a potência a circuito aberto, P_{ca}, a tensão nominal, V_{nom}, e a corrente de magnetização, I_m, nos instrumentos respectivos.
3. Calculam-se as perdas no núcleo a partir de $P_h = P_{ca} - I_m^2 R_x$, onde R_x é a resistência do enrolamento de baixa tensão escolhido.

Como o transformador está a circuito aberto, a corrente a vazio é relativamente pequena, bem como a resistência do enrolamento de baixa tensão no qual o teste é realizado. Na maioria dos casos, assim, é usual tomar-se a leitura do wattímetro como o valor das perdas no núcleo, sem subtrair as pequenas perdas no cobre produzidas pela corrente de magnetização (V. Exemplo 13-14).

Além da regulação em tensão, é possível usarem-se os dados do ensaio a circuito aberto e do ensaio de curto-circuito para prever o rendimento do transformador. Deve-se notar que ambos os testes empregam técnicas *convencionais*, em vez do carregamento direto. (A vantagem, conforme se assinalou na Seç. 12-4, das técnicas convencionais é a utilização de pouca potência para o teste, uma vez que usualmente não se dispõem de cargas grandes para testar transformadores grandes.) Um transformador cujo secundário está a circuito aberto apenas consome potência para suas perdas no núcleo, menos de um por cento de sua potência nominal. A potência consumida durante o ensaio de curto-circuito, semelhantemente, é muito pequena, uma vez que a potência de entrada é essencialmente a correspondente às perdas nominais no cobre, que, novamente, serão menos de um por cento da potência nominal.

As Eqs. (12-1) e (12-2), desenvolvidas no capítulo anterior para máquinas girantes, aplicam-se igualmente aos transformadores, cujo rendimento para qualquer valor de carga é:

$$\eta = \frac{P_{\text{saída}}}{P_{\text{saída}} + P_{\text{perdas}}} = \frac{V_2 I_2 \cos\theta_2}{V_2 I_2 \cos\theta_2 + \left[\underset{\text{(fixas)}}{\text{Perda no núcleo}} + \underset{\text{(variáveis)}}{I_2^2 R_{e_2}}\right]} \qquad (13\text{-}33)$$

Note-se que o numerador da equação acima representa a potência útil transferida do primário ao secundário e à carga. O termo entre colchetes, do denominador, representa as perdas que ocorrem durante esta transferência. Estas perdas são de dois tipos: 1) perdas *fixas*, as perdas no núcleo e 2) perdas *variáveis*, as equivalentes perdas no cobre, referidas ao secundário. Deve-se também notar que apenas é fixo na Eq. (13-33) o termo perdas no núcleo. A potência útil de saída e as perdas equivalentes no cobre são ambas função de I_2, corrente secundária.

Como estabelecido para o rendimento das máquinas girantes na Eq. (12-6), o máximo rendimento ocorre quando as perdas fixas e variáveis são iguais, ou

$$I_2^2 R_{e_2} = P_h \text{ para o rendimento máximo} \qquad (13\text{-}34)$$

onde P_h é a perda no núcleo, uma perda fixa determinada a partir do ensaio a vazio.

O valor da corrente secundária, para o qual ocorre o máximo rendimento, é

$$I_2 = \sqrt{P_h/R_{e_2}} \quad \text{para o rendimento máximo} \qquad (13\text{-}35)$$

Além disto, deve-se notar que o fator de potência de carga, cos θ_2, determina o valor do termo potência útil secundária na Eq. (13-33). Para o mesmo valor da corrente nominal de carga, I_2, uma redução no fator de potência é acompanhada pela correspondente redução no rendimento (V. Fig. 13-12). Finalmente, como no caso de todas as máquinas, elétricas ou outras, a curva de rendimento de um transformador segue a mesma forma geral ditada pela Eq. 13-33. Sob cargas relativamente leves, as perdas fixas são elevadas em relação à saída, e o rendimento é baixo. Sob cargas pesadas (saída além da nominal), as perdas variáveis (no cobre) são elevadas em relação à saída e o rendimento é novamente baixo. O rendimento máximo, evidentemente, ocorre a um valor de carga para o qual as perdas fixas (no núcleo) igualam as perdas variáveis (no cobre), como sumarizado nas Eqs. (13-34) e (13-35). A curva do rendimento, portanto, eleva-se desde zero (com saída zero, a vazio) até um máximo à, aproximadamente, metade da carga nominal, e cai novamente para cargas pesadas (acima da nominal).

Os exemplos seguintes indicam como utilizar os dados dos ensaios a vazio e de curto-circuito para predizer o rendimento para vários valores de carga, e a carga para a qual ocorre o rendimento máximo do transformador em teste. Note-se no Exemplo 13-14 que o método convencional empregado requer apenas uma pequena fração dos kVA nominais (aproximadamente 1,6% para o ensaio de curto-circuito e mesmo menos para o ensaio a vazio) para a sua realização.

EXEMPLO 13-14: Um transformador de distribuição de 500 kVA, 2.300/208 V, 60 Hz teve seus testes de aceitação constando de um ensaio a vazio e um de curto-circuito, antes de ser colocado em serviço como transformador abaixador. A partir dos ensaios, devem-se calcular sua regulação e seu rendimento. Os dados obtidos dos ensaios são

A vazio: $V_{o_b} = 208$ V, $I_{o_b} = 85$ A, $P_o = 1.800$ W

Curto-circuito: $V_{cc_a} = 95$ V, $I_{cc_a} = 217,5$ A, $P_{cc} = 8,2$ kW

Dos dados acima, calcule

a. a resistência equivalente referida ao lado de baixa
b. a resistência do enrolamento do lado de baixa tensão apenas
c. as perdas no cobre do enrolamento de baixa durante o ensaio a vazio
d. as perdas no núcleo do transformador quando a tensão nominal é aplicada
e. podem as perdas a vazio, obtidas do respectivo ensaio, ser usadas como perdas no núcleo? Explique.

Solução:

a. A partir do ensaio de curto-circuito,

$$R_{ea} = \frac{P_{cc}}{(I_a)^2} = \frac{8,2 \times 10^3}{(2,175 \times 10^2)^2} = 0,173\ \Omega \qquad (13\text{-}31)$$

$$R_{eb} = \frac{R_{ea}}{\alpha^2} = \frac{0{,}173\ \Omega}{(2.300/208)^2} = \frac{0{,}173\ \Omega}{(11{,}05)^2} = \mathbf{0{,}001417\ \Omega}$$

b. Resistência do enrolamento do lado de baixa tensão apenas

$$\text{(cf. Exemplo 13-10)} = \frac{R_{eb}}{2} = \frac{0{,}001417\ \Omega}{2} = \mathbf{7{,}1 \times 10^{-4}\ \Omega}$$

c. $I_m^2 R_b = 85^2 \times 7{,}1 \times 10^{-4} = \mathbf{5{,}125\ W}$

d. $P_{\text{núcleo}} = P_o - I_m^2 R_b = 1.800 - 5{,}125 = \mathbf{1.794{,}9\ W}$

e. **Sim, a potência obtida no ensaio a vazio pode ser usada como perda no núcleo.** O erro é aproximadamente 5/1.800 = 0,00278 ou 0,278%. Isto está dentro da margem de erro permitida aos instrumentos usados no ensaio. Podemos, pois, admitir que as perdas no núcleo são **1.800 W**.

EXEMPLO 13-15: Utilizando os dados do Exemplo 13-14, calcule

a. o rendimento do transformador quando este é carregado por uma carga resistiva pura (fator de potência unitário) correspondendo a 1/4, 1/2, 3/4, 1 e 5/4 da carga nominal. Tabele todas as perdas, potência de saída e potência de entrada em função da carga
b. repita (a) para as mesmas condições de carga, mas sendo o fator de potência 0,8 em atraso
c. a corrente de carga para a qual ocorre o máximo rendimento, independente do fator de potência
d. a fração de carga para a qual ocorre o rendimento máximo
e. o máximo rendimento para fator de potência unitário.

Solução:

Dados preliminares
Perdas no núcleo = perdas fixas = 1.800 W, do ensaio a vazio dado no Exemplo 13-14.
Perdas no cobre para a carga nominal = perdas variáveis = 8.200 W, a partir dos dados do ensaio de curto-circuito.
Potência de saída a plena carga = kVA cos θ_2 = **500 kVA** × **1** = 500 kW, a partir da capacidade nominal do transformador.

a. Tabulação para *fator de potência unitário.*

FRAÇÃO DE CARGA (da carga nominal)	PERDAS NO NÚCLEO	PERDAS NO COBRE	PERDAS TOTAIS	SAÍDA TOTAL	ENTRADA TOTAL	RENDIMENTO
	watts	watts	watts	watts	SAÍDA + PERDAS watts	SAÍDA / ENTRADA percentagem
1/4	1.800	512	2.312	125.000	127.312	98,25
1/2	1.800	2.050	3.850	250.000	253.850	98,47
3/4	1.800	4.610	6.410	375.000	381.410	98,25
1	1.800	8.200	10.000	500.000	510.000	98,1
5/4	1.800	12.800	14.600	625.000	639.600	97,8

b. Tabulação para *fator de potência* 0,8 *em atraso.*

1/4	1.800	512	2.312	100.000	102.312	97,7
1/2	1.800	2.050	3.850	200.000	203.850	98,25
3/4	1.800	4.610	6.410	300.000	306.410	97,9
1	1.800	8.200	10.000	400.000	410.000	97,6
5/4	1.800	12.800	14.600	500.000	514.000	97,25

c. Do Exemplo 13-14a, $R_{eb} = 0{,}001417\ \Omega$.

$$I_2 = \sqrt{\frac{P_h}{R_{e2}}} = \sqrt{\frac{1.800}{1{,}417 \times 10^{-3}}} = (1{,}27 \times 10^6)^{1/2} = 1.125\ \text{A}$$

d. Corrente secundária nominal, $I_2 = \dfrac{500\ \text{kVA} \times 1.000}{280\ \text{V}} = 2.400\ \text{A}$

$$\text{fração de carga} = \frac{1.125\ \text{A}}{2.400\ \text{A}} = 0{,}47$$

e. $$\text{rendimento} = \frac{V_2 I_2 \cos\theta_2}{V_2 I_2 \cos\theta_2 + (P_o) + (I_2^2 R_{e2})}$$

$$\eta = \frac{208 \times 1.125 \times 1}{208 \times 1.125 \times 1 + 2(1.800)}$$

$$\eta = \frac{234.000}{234.000 + 3.600} = \frac{234.000}{237.600} = 98{,}48\%$$

Várias conclusões importantes podem ser tiradas dos Exemplos 13-14 e 13-15, com respeito ao rendimento do transformador. São elas

1. *A vazio*, com tensão nominal aplicada a um dos enrolamentos de baixa tensão, a potência solicitada, P_o, é essencialmente devida às perdas no núcleo. As pequenas perdas no cobre a vazio podem ser desprezadas.
2. Embora o rendimento seja zero a vazio ($I_2 = 0$ e a potência de saída $V_2 I_2 \cos\theta_2 = 0$), ele se eleva rapidamente com uma pequena aplicação de carga ao secundário. Conforme mostram a Fig. 13-12 e os Exemplos 13-15a e b, o rendimento é maior que 97% para 1/4 da carga nominal.
3. O rendimento máximo ocorre à, aproximadamente, meia carga, conforme mostra o Exemplo 13-15d. Estabelecendo-se o máximo rendimento para estes valores de carga, permite-se que o transformador mantenha um rendimento razoavelmente alto para cargas pequenas abaixo daquele valor e para cargas pesadas acima daquele valor. O transformador, assim, mantém seu elevado rendimento através de uma larga faixa de valores de carga, conforme mostra a Fig. 13-12.
4. Para o mesmo valor da corrente de carga, o efeito da diminuição dos valores do fator de potência é uma pequena redução no rendimento, conforme mostra a família de curvas da Fig. 13-12. Note-se pelas curvas e tabulações (última coluna) do Exemplo 13-15a e b, que, a cada acréscimo de carga, o rendimento é maior para os maiores fatores de potência.

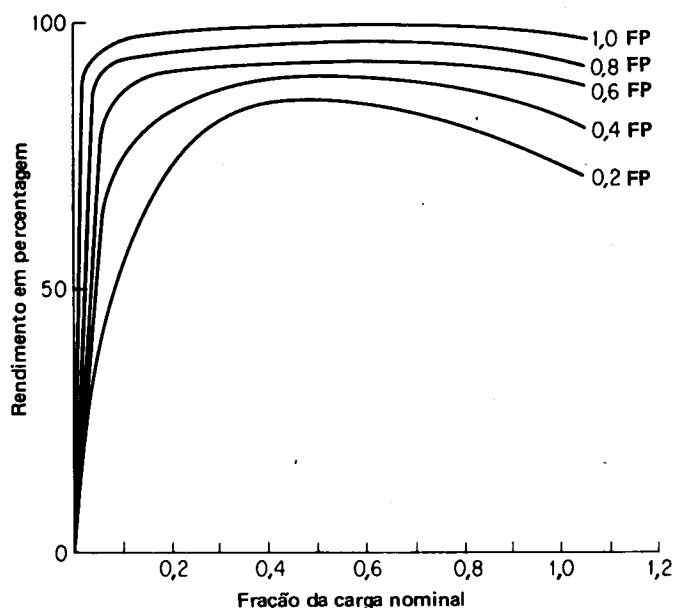



Fig. 13-12 — Rendimento do transformador segundo o fator de potência da carga.

5. A carga para a qual ocorre o rendimento máximo, entretanto, para cada curva da família mostrada na Fig. 13-12, permanece a *mesma*, porque as perdas no núcleo e as perdas variáveis no cobre ($I_2^2 R_{e2}$) são *independentes* do fator de potência. Como no caso do item anterior, o rendimento máximo é menor neste ponto de carga que para aqueles de menores fatores de potência.
6. Os rendimentos dos transformadores são algo maiores que aqueles das máquinas elétricas *girantes*, uma vez que, para a mesma potência (capacidade), as últimas possuem outras perdas, tais como perdas rotacionais e as adicionais sob carga. Assim, um transformador bem projetado tem sempre rendimento maior que a máquina girante ligada como carga ao seu secundário.

13-9. RENDIMENTO DIÁRIO

Além de permitir o cálculo da regulação e do rendimento, os ensaios a vazio e de curto-circuito fornecem dados úteis para o cálculo do *rendimento diário* de transformadores de transmissão e distribuição, nos quais, por definição, o rendimento diário = (*energia total entregue* por um transformador à carga)/(*energia total recebida* pelo transformador), durante um período de 24 horas.

Estabelecido em forma de equação, o rendimento diário é expresso por

$$\text{rendimento diário} = \frac{W_{\text{out (total)}}}{W_{\text{in (total)}}} = \frac{W_{01} + W_{02} + W_{03} \text{ etc.}}{W_{\text{out (total)}} + W_{\text{perdas (total)}}} \qquad (13\text{-}36)$$

onde W_{01}, W_{02}, W_{03} etc. são as *energias* requeridas do transformador pelas diferentes cargas ligadas, durante o período de 24 horas. A $W_{\text{perdas (total)}}$ é a soma das *energias* perdidas, constituída das perdas no núcleo (fixas) e no cobre (variáveis), para o período de 24 horas.

Note-se que a energia perdida durante um período de 24 horas, $W_{\text{perdas (total)}}$, consiste das perdas no núcleo para 24 horas (desde que o transformador está sempre energizado) mais as perdas variáveis no cobre, que variam diretamente com a carga flutuante durante o período de 24 horas, conforme mostra o Exemplo 13-16 abaixo. Também, nota-se que a Eq. (13-36) é uma relação de energias e não de potências, como mostra o Exemplo 13-16.

EXEMPLO 13-16: O transformador de distribuição de 500 kVA do Exemplo 13-14 tem, supostamente, os seguintes requisitos de carga para um período de 24 horas:
a vazio, duas horas
20% da carga nominal, $\cos\theta_2 = 0{,}7$, durante 4 horas
40% da carga nominal, $\cos\theta_2 = 0{,}8$, durante 6 horas
80% da carga nominal, $\cos\theta_2 = 0{,}9$, durante 6 horas
carga nominal, $\cos\theta_2 = 1{,}0$, durante 6 horas
125% da carga nominal, $\cos\theta_2 = 0{,}85$, durante 2 horas
Admitindo constante a tensão de alimentação (e constantes as perdas no núcleo), calcule
a. as perdas no núcleo durante o período de 24 horas
b. a energia total perdida durante o período de 24 horas
c. a energia total entregue durante o período de 24 horas
d. o rendimento diário

Solução:

a. $W = P_c t = \dfrac{1.800 \text{ W} \times 24 \text{ horas}}{10^3 \text{ W/kW}} = \mathbf{43{,}2\ kWh}$ = energia total perdida no núcleo em 24 horas, incluindo as 2 horas a vazio.

b. A partir do ensaio de curto-circuito, as perdas no cobre à carga nominal são 8,2 kW, e os valores de energia perdida para períodos de 24 horas são tabulados da forma seguinte

% CARGA NOMINAL	PERDA DE POTÊNCIA kW	PERÍODO DE TEMPO h	PERDA DE ENERGIA kWh
20	$(0{,}2)^2 \times 8{,}2$	4	1,31
40	$(0{,}4)^2 \times 8{,}2$	4	5,25
80	$(0{,}8)^2 \times 8{,}2$	6	31,50
100	8,2	6	49,20
125	$(1{,}25)^2 \times 8{,}2$	2	25,62
Perda total de energia durante período de 24h = **112,88** (excluindo 2h a vazio)			

c. a energia fornecida total durante um período de 24 horas é tabulada também

% CARGA NOMINAL	cos θ	kVA cos θ	kW	PERÍODO DE TEMPO h	ENERGIA ENTREGUE W_{out} kWh
20	0,7	0,2 × 500 × 0,7	140	4	560
40	0,8	0,4 × 500 × 0,8	160	4	640
80	0,9	0,8 × 500 × 0,9	360	6	2.160
100	1,0	500 × 1	500	6	3.000
125	0,85	1,25 × 500 × 0,85	531	2	1.062
Energia total requerida pela carga em 24 h = 7.422 (excluindo 2 h a vazio)					

d. rendimento diário $= \dfrac{W_{\text{out (total)}}}{W_{\text{out (total)}} + W_{\text{perdas (total)}}}$

$$= \frac{7.422 \text{ kWh}}{7.422 + 43{,}2 + 112{,}88 \text{ kWh}}$$

$$= \frac{7.422 \text{ kWh}}{7.578{,}1 \text{ kWh}} = 98\% \qquad (13\text{-}36)$$

Note-se que, apesar das condições de fator de potência e de variação de carga, o rendimento energético total de um transformador de distribuição, durante um período de 24 horas, é relativamente alto. Isto pode ser antecipado se se observam as curvas da Fig. 13-12, que mostram um rendimento relativamente alto para uma ampla variação da carga a fatores de potência relativamente elevados. Somente a falta completa de uso, ou a operação a fatores de potência extremamente baixos resultaria num baixo rendimento diário para transformadores reais de distribuição.

13-10. IDENTIFICAÇÃO DAS FASES E POLARIDADE DOS ENROLAMENTOS DO TRANSFORMADOR

Além dos ensaios a vazio e de curto-circuito, usados na determinação da regulação do rendimento e do rendimento diário de transformadores comerciais, é usual executarem-se outros ensaios antes de colocá-los em serviço. Dois destes ensaios referem-se à *identificação das fases* e à *polaridade*, respectivamente, do transformador em questão. A *identificação das fases* é o processo pelo qual os terminais individuais dos diferentes enrolamentos de um transformador são identificados e corrigidos. O ensaio de polaridade é realizado de modo que os terminais individuais, das diferentes bobinas do transformador, sejam marcados ou codificados, de modo que os terminais que têm a mesma polaridade instantânea sejam identificados. Consideremos, inicialmente, a polaridade e, após, a técnica de identificação de fases.

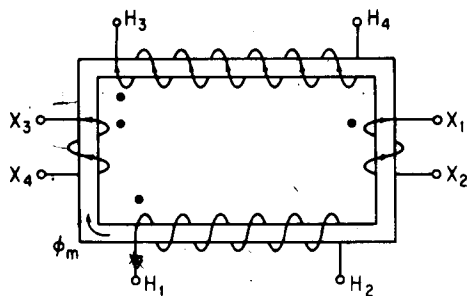



Fig. 13-13 — Determinação da polaridade instantânea de transformadores utilizando-se a convenção do ponto.

A Fig. 13-13 mostra um transformador com dois enrolamentos de alta tensão e dois enrolamentos de baixa tensão. As bobinas de alta tensão (as que têm muitas espiras) são codificadas, usando-se a letra "H" para designar os seus terminais. Os terminais de baixa tensão conforme mostra a Fig. 13-13, são designados pela letra "X".

Conforme mostra a Fig. 13-13, a polaridade instantânea é codificada através do subíndice. O código usado na figura em questão adota números *ímpares* como subíndices na designação das polaridades positivas de cada enrolamento. Note-se que os subíndices ímpares também correspondem aos terminais pontuados que representam a *fem induzida positiva* em cada enrolamento mostrado na Fig. 13-13. Assim, se ocorre que as bobinas devam ser ligadas seja em série seja em paralelo, para se obterem várias relações de tensão, a ligação pode ser executada corretamente com a devida atenção à polaridade instantânea. O próprio leitor deve verificar a maneira pela qual o ponto (ou o subíndice ímpar) é utilizado para assinalar os enrolamentos da Fig. 13-13. Imaginemos que o primário, H_1-H_2, é energizado e que H_1 é instantaneamente ligado ao terminal positivo da fonte. O fluxo mútuo, ϕ_m, estabelece-se instantaneamente no núcleo no sentido dos ponteiros do relógio, conforme assinalado. De acordo com a lei de Lenz, as fem induzidas estabelecem-se nos demais enrolamentos no sentido mostrado. Um método alternativo, para verificar a convenção dos pontos na Fig. 13-13, é comparar-se a maneira pela qual as bobinas são enroladas no mesmo núcleo. As bobinas H_1-H_2 e X_3-X_4 são enroladas na mesma direção, portanto o ponto situa-se no terminal da esquerda. As bobinas X_1-X_2 e H_3-H_4 são enroladas no mesmo sentido um em relação ao outro, mas em oposição a H_1-H_2. Estas bobinas devem ter o ponto no terminal direito, para significar polaridade positiva e, também, polaridade oposta a H_1-H_2.

Infelizmente, é impossível examinar-se um transformador comercial para se deduzir o sentido de enrolamento das bobinas, e daí determinar-se a identificação das fases e a polaridade relativa dos terminais. Um transformador de múltiplos enrolamentos pode tanto ter apenas 5 bornes como 50 na sua placa de terminais. Se for possível examinar os condutores de cada bobina, o diâmetro dos fios pode fornecer alguma pista com o que bornes ou terminais são associados às bobinas

de alta tensão ou de baixa tensão. As bobinas de baixa tensão terão condutores de maior seção transversal que as de alta tensão. Por outro lado, as bobinas de alta tensão terão enrolamento mais pesado que os de baixa. De qualquer forma, o exame físico *não fornece nenhuma indicação* no que diz respeito à polaridade ou indicação de *taps* ou fins de bobina associados às bobinas individuais que estejam isoladas umas das outras.

13-10.1 IDENTIFICAÇÃO DAS FASES

A Fig. 13-14 mostra um transformador cujos terminais de bobina foram trazidos a uma placa terminal, mas não foram (ainda) identificados no que diz respeito às fases ou polaridade. Um método simples para a identificação das fases dos enrolamentos do transformador é o usado na Fig. 13-14. Uma lâmpada de

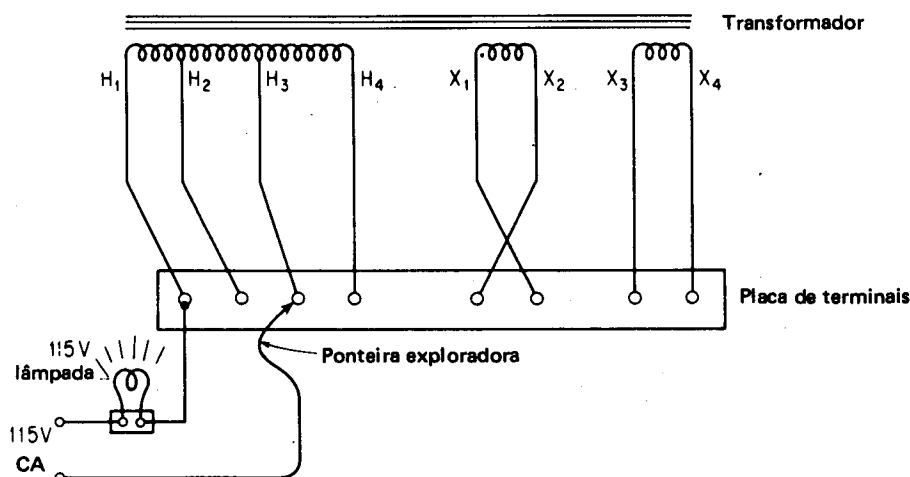



Fig. 13-14 — Ensaio para determinar os terminais das bobinas do transformador e os respectivos *taps* usando uma lâmpada como elemento para o teste de continuidade. (Pode-se usar um voltímetro CA em lugar da lâmpada.)

115 V, ligada em série a uma fonte de 115 V-CA, fornece um meio de se proceder à identificação das bobinas. Se o terminal de carga da lâmpada é ligado ao terminal H_1, como mostra a Fig. 13-14, e o terminal explorador é ligado ao X_4, a lâmpada não se acende. Movendo-se o terminal livre da direita para a esquerda através da placa de terminais, a lâmpada não indicará nada até ser encontrado o terminal H_4. A lâmpada acender-se-á nos terminais H_4, H_3 e H_2, indicando que apenas os quatro terminais da esquerda são parte de uma única bobina. O brilho relativo da lâmpada pode também fornecer indicações no que diz respeito aos *taps*. (A lâmpada brilha mais quando ligada a H_1-H_2, e menos quando ligada a H_1-H_4). Uma forma mais sensível de se identificarem as fases e os *taps* seria utilizar-se um voltímetro CA

(1.000 Ω/V), em lugar da lâmpada, ligado na escala de 150 V. O voltímetro lerá a tensão da fonte para cada *tap* de uma bobina comum, uma vez que a sua resistência interna (150 kΩ) é muito maior que a resistência do enrolamento do transformador. Um ohmômetro a pilha ou eletrônico pode então ser usado para identificar os *taps* através da medição da resistência e também para verificar os enrolamentos da bobina pelo teste de continuidade.

13-10.2 POLARIDADE DE TRANSFORMADORES

Tendo identificado os terminais das bobinas pelos ensaios acima descritos, a polaridade instantânea relativa é determinada através do método mostrado na Fig. 13-15, usando-se um voltímetro CA e uma fonte CA adequada (quer da tensão nominal quer de uma tensão menor). O ensaio de polaridade consiste dos passos seguintes:

(a) Teste de polaridade.

(b) Polaridade aditiva. ($V_t > V_r$)

(c) Polaridade subtrativa. ($V_t < V_r$)

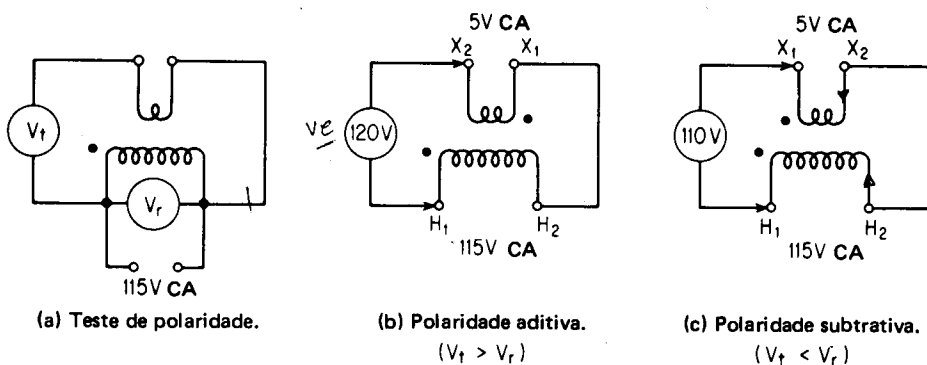



Fig. 13-15 — Teste de polaridade dos enrolamentos de um transformador, mostrando a polaridade aditiva, subtrativa e a designação dos terminais.

1. Escolhe-se qualquer enrolamento de alta tensão para servir como bobina de referência.
2. Liga-se um dos terminais da bobina de referência a um terminal de qualquer outro enrolamento de polaridade desconhecida.
3. Atribui-se ao outro terminal do enrolamento de referência a polaridade assinalada pelo ponto (instantaneamente positiva).
4. Liga-se o voltímetro (CA) na sua maior escala entre o terminal identificado da bobina de referência e o outro terminal da bobina, de polaridade instantânea desconhecida.
5. Aplica-se a tensão nominal (ou menor) à bobina de referência.
6. Lê-se a tensão sobre a bobina de referência V_r e a tensão de ensaio entre as bobinas, V_e.
7. Se a tensão de ensaio, V_e, é *maior que* V_r, a polaridade é *aditiva*, e o ponto é aplicado à bobina em teste como mostra a Fig. 13-15b.
8. Se a tensão de ensaio, V_e, é *menor que* V_r, a polaridade é *subtrativa*, e o ponto é aplicado à bobina em teste como mostra a Fig. 13-15c.
9. Identifica-se o terminal pontuado da bobina de referência como H_1, e o terminal pontuado da bobina em teste como X_1 (ou qualquer outra designação ímpar conveniente).
10. Repetem-se os passos de 2 a 9 acima para os demais enrolamentos do transformador.

13-11. LIGAÇÃO DOS ENROLAMENTOS DE UM TRANSFORMADOR EM SÉRIE E EM PARALELO

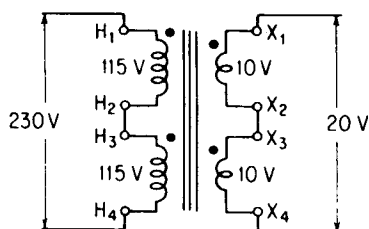
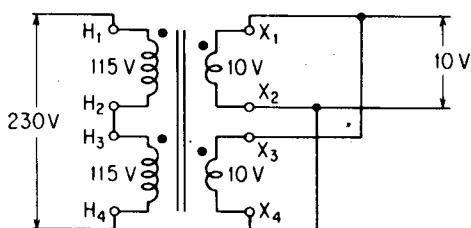
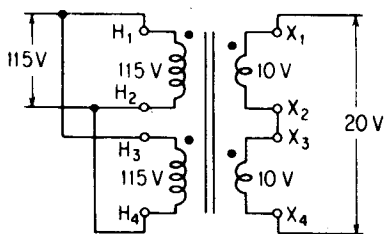
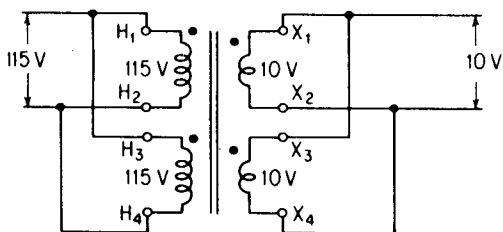
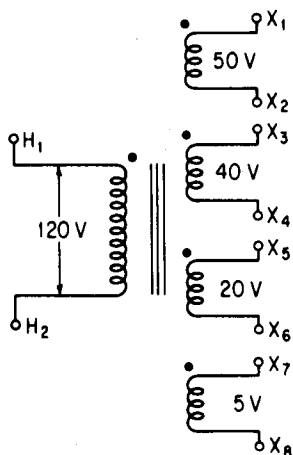
Os testes de identificação das fases e da polaridade, descritos na Seç. 13-10, são fundamentais quando se considera a maneira pela qual os enrolamentos múltiplos de um mesmo transformador ou vários transformadores individuais podem ser ligados em série ou em paralelo, para se obterem diferentes tensões. Consideremos, primeiro, o transformador de múltiplos enrolamentos, mostrado na Fig. 13-13, tendo uma tensão nominal de 115 V para cada enrolamento de alta tensão e 10 V para cada enrolamento de baixa tensão. São obtidas quatro combinações possíveis de relações de tensão usando-se o transformador de acordo com a Fig. 13-16. Estas combinações são:

(a) Bobinas de alta tensão em série, bobinas de baixa tensão em série.

(b) Bobinas de alta tensão em série, bobinas de baixa tensão em paralelo.

(c) Bobinas de alta tensão em paralelo, bobinas de baixa tensão em série.

(d) Bobinas de alta tensão em paralelo, bobinas de baixa tensão em paralelo.

Fig. 13-16 — Ligação de enrolamentos de igual tensão de um transformador, em série e em paralelo.

a. Bobinas de alta tensão em série; bobinas de baixa tensão em série (Fig. 13-16a).
b. Bobinas de alta tensão em série; bobinas de baixa tensão em paralelo (Fig. 13-16b).
c. Bobinas de alta tensão em paralelo; bobinas de baixa tensão em série (Fig. 13-16c).
d. Bobinas de alta tensão em paralelo; bobinas de baixa tensão em paralelo (Fig. 13-16d).

Note-se que, quando as bobinas são ligadas em *paralelo*, as bobinas que têm a MESMA *tensão* e polaridade instantânea são postas em paralelo (terminais que têm números ímpares são ligados a um lado da linha e os de números pares ao outro).

Quando se ligam bobinas em *série*, as bobinas de polaridade instantânea *oposta* são ligadas juntas (um terminal ímpar é ligado a um terminal par), de modo que as tensões *somam-se em série*. As tensões induzidas opor-se-iam (dando tensão de saída nula) se fossem ligadas em oposição. (Este último ponto pode, entretanto, ser desconsiderado, quando se ligam bobinas de diferentes tensões nominais, como se descreverá abaixo, Fig. 13-17.)

(a) Transformador original.

120 V/115, 110, 95, 90, 75, 65, 60, 55, 50, 45, 40, 25, 20, 5 volts

(b) Diferentes tensões produzidas por transformação direta ou combinações utilizando polaridade aditiva.

120 V/150, 85, 70, 35, 30, 15, 10 volts

(c) Outras diferentes tensões produzidas por ligações utilizando polaridades subtrativas.

13-17 – Ligação de enrolamentos de tensões desiguais de um transformador em combinações série aditiva e série subtrativa.

Note-se que as combinações de tensão produzidas pelas quatro ligações das Fig. 13-16a até d são, respectivamente: 230/20 V; 230/10 V; 115/20 V e 115/10 V. (Conquanto sejam conseguidas quatro combinações de tensão e corrente através destas ligações, apenas 3 relações da transformação são conseguidas, ou seja: 23/1; 11,5/1 e 5,75/1.)

Apenas bobinas com idênticas tensões nominais podem ser ligadas em paralelo. A razão para isto, como mostra a Fig. 13-16d, é que, quando as bobinas são ligadas em paralelo, as fem induzidas opõem-se instantaneamente umas às outras. Assim, se duas bobinas de diferentes tensões nominais fossem ligadas em paralelo, circulariam elevadas correntes em ambos os enrolamentos, uma vez que as suas impedâncias internas equivalentes são relativamente pequenas, enquanto que a diferença líquida entre as fem induzidas é relativamente grande, como mostra o Exemplo 13-17.

EXEMPLO 13-17: Um transformador para filamento, de 10 VA, tensão primária 115 V, tem dois enrolamentos secundários de 6,3 V e 5 V, com impedâncias de 0,2 Ω e 0,15 Ω respectivamente. Calcule

a. a corrente secundária nominal quando os secundários de baixa tensão são ligados em série, com as tensões se somando
b. a corrente circulante quando os enrolamentos são ligados em paralelo e a percentagem de sobrecarga produzida.

Solução:

a. ambos os enrolamentos devem ser ligados em série e utilizados para se obterem os VA nominais do transformador. Assim

$$I_2 = \frac{VA}{V_2} = \frac{10\ VA}{6{,}3 + 5\ V} = \frac{10\ V}{11{,}3\ V} = 0{,}85\ A$$

corrente nominal nos enrolamentos de 6,3 V e 5 V.

b. quando ligados em paralelo, a corrente circulante líquida será dada pela diferença das tensões, aplicada à impedância interna total dos enrolamentos, ou seja

$$I_c = \frac{6{,}3 - 5\ V}{0{,}2\ \Omega + 0{,}15\ \Omega} = \frac{1{,}3\ V}{0{,}35\ \Omega} = 3{,}71\ A$$

A sobrecarga percentual é (3,71 A/0,885 A) × 100 = 419%

Note-se que o Exemplo 13-17 mostra que, mesmo quando a tensão nominal parece ser quase a mesma, os enrolamentos não podem ser ligados em paralelo. *Somente* enrolamentos que tenham *idêntica* (a mesma) tensão nominal podem ser ligados em paralelo, devendo ser dada a devida atenção à polaridade instantânea. Se a polaridade instantânea é desobedecida, o resultado é um curto-circuito, como mostra o Exemplo 13-18.

EXEMPLO 13-18: Os dados do ensaio de curto-circuito, para o lado de alta tensão do transformador de 20 kVA mostrado na Fig. 13-16a, são 4,5 V, 87 A, 250 W. Calcule:

a. a impedância equivalente referida ao lado de alta; bobinas ligadas em série
b. a impedância equivalente referida ao lado de baixa; bobinas ligadas em série
c. a corrente secundária nominal; bobinas ligadas em série
d. a corrente secundária se as bobinas da Fig. 13-16a são curto-circuitadas, com a tensão nominal aplicada ao lado de alta tensão, e a sobrecarga percentual produzida.

Solução:

a. $$Z_{ea} = \frac{V_a}{I_a} = \frac{4{,}5\ V}{87\ A} = 0{,}05175\ \Omega$$

b. $$Z_{eb} = Z_{ea} \times \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 = 0{,}05175\ \Omega \left(\frac{20}{230}\right)^2 = 3{,}91 \times 10^{-4}\ \Omega$$

c. $$I_2\ \text{nominal} = \frac{20\ kVA \times 1.000}{20\ V} = 1.000\ A = 1 \times 10^3\ A$$

d. $$I_2\ \text{curto-circuito} = \frac{20\ V}{3{,}91 \times 10^{-4}\ \Omega} = 5{,}1 \times 10^4\ A = 51 \times 10^3\ A$$

A percentagem de sobrecarga é $$\frac{51 \times 10^3\ A}{1 \times 10^3\ A} \times 100 = 5.100\%$$

Bobinas com diferentes tensões nominais podem, entretanto, ser ligadas em *série*, quer com tensões se *somando* quer se *opondo*.

Isto dá lugar a um número interessante de relações de transformação possíveis em transformadores de múltiplos enrolamentos, conforme mostra a Fig. 13-17.

Um total de 21 diferentes combinações de tensões, capazes de entregar corrente secundária nominal, é possível com o transformador mostrado na Fig. 13-17a (excluídas as ligações como autotransformador), usando-se um primário de 115 V. Um total de 14 tensões provém da transformação direta ou das combinações série-aditivas, mostradas na Fig. 13-17b. Além disto, outras 7 tensões provêm das conexões que usam as combinações subtrativas, mostradas na Fig. 13-17c. (As várias maneiras de ligar-se o transformador, para produzir as combinações acima, deixamos a cargo do leitor, como exercício.)

Não é preciso dizer que, se o enrolamento H_1-H_2 de 120 V da Fig. 13-17 não é usado como primário, são possíveis outras combinações, tais como usar-se o enrolamento de 50 V (ou o de 40 V, etc.) como primário. Nestas aplicações, o transformador pode ser usado como elevador ou como abaixador, com enrolamentos ligados em série tanto adicionando quanto se opondo. Assim, são possíveis muitas outras combinações de transformações de tensões, além das mostradas como possibilidades nas Figs. 13-17b e c. Ainda outras podem existir se o enrolamento H_1-H_2 for ligado em série-aditiva ao enrolamento X_7-X_8 (H_2 ligado a X_7) e obtém-se um primário de 125 V. Semelhantemente, ligando o enrolamento de alta tensão a outro enrolamento de baixa, ser-nos-iam possíveis tensões primárias tão altas quanto 230 V/5 V, e assim por diante. As possibilidades de transformação da Fig. 13-17a são, portanto, inúmeras. E outras mais serão disponíveis se o transformador for ligado como autotransformador, segundo se descreve na seção seguinte.

Deve-se notar, entretanto, que, apenas quando *todos* os enrolamentos são utilizados em combinações aditivas, é que a capacidade nominal em kVA do transformador é atingida, conforme se indica na solução do Exemplo 13-17a. Transformadores especiais, entretanto, são algumas vezes construídos para fornecer os kVA nominais totais para qualquer enrolamento e/ou combinação de relações, mas tais transformadores são normalmente maiores, porque se requer mais ferro e condutores mais pesados para a sua construção. Ao se usarem transformadores em várias combinações em série, aditivamente ou em oposição, deve-se considerar a possível redução na capacidade em kVA com o uso de enrolamentos *isolados*, isto é, sem acoplamento condutivo entre os mesmos.

13-12. O AUTOTRANSFORMADOR

Todas as combinações discutidas para o transformador da Fig. 13-17a, na Seç. 13-11, pressupõem *isolação* entre primário e secundário. Transformações com maior rendimento e sem grande redução (na verdade com aumento) da capacidade em kVA são possíveis num autotransformador, desde que estejamos dispostos a sacrificar a isolação do circuito secundário em relação ao primário.

Teoricamente, um *autotransformador* é definido como um transformador que só tem *um* enrolamento. Assim, um transformador de enrolamentos múltiplos pode ser considerado um autotransformador, se todos os seus enrolamentos são ligados em série, em adição (ou oposição), para formar um *único* enrolamento. Tais ligações do autotransformador são mostradas nas Figs. 13-18a e b. À pri-

(a) Abaixador. (b) Elevador.

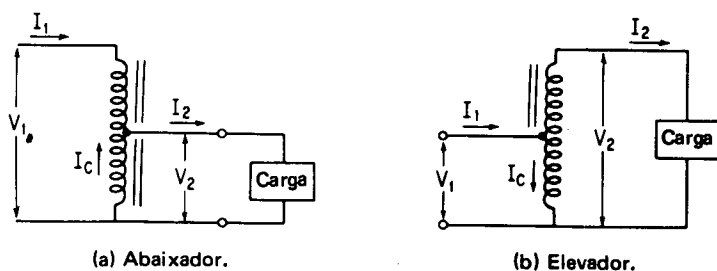



Fig. 13-18 — Ligações de um transformador nas configurações abaixador e elevador.

meira vista, pode parecer que o transformador abaixador da Fig. 13-18a nada mais seja do que um divisor de tensão. Mas um exame no sentido da corrente, naquela porção do autotransformador *comum* aos circuitos primário e secundário, I_c, mostra que o sentido de sua corrente é inverso em relação a um divisor de tensão usual. Mais ainda, num divisor de tensão usual, I_1 é maior que I_2. Mas no autotransformador nós temos que obedecer à Eq. (13-9), onde $V_1I_1 = V_2I_2$. Portanto, se V_2 é menor que V_1, I_2 deve exceder I_1. Assim, para o circuito mostrado na Fig. 13-18a, como transformador abaixador,

$$I_2 = I_1 + I_c \tag{13-37}$$

A Fig. 13-18b também prova, sem dúvidas, que o autotransformador, quando usado como elevador, não pode ser um divisor de tensão. Aqui, novamente, desde que $V_1I_1 = V_2I_2$ e $V_2 > V_1$, então $I_1 > I_2$. Assim, para o circuito mostrado na Fig. 13-18b, como autotransformador elevador,

$$I_1 = I_2 + I_c \tag{13-38}$$

Note-se o sentido de I_c nas Figs. 13-18a e b.

O autotransformador pode também ser feito variável, entretanto, da mesma maneira que o potenciômetro é um divisor de tensão ajustável. *Autotransformadores variáveis* consistem num simples enrolamento, praticado num núcleo de ferro toroidal, como mostra a Fig. 13-19a. Um tal autotransformador variável, chamado *variac*, tem uma escova de carvão solidária a um eixo rotativo, que faz contato com as espiras expostas do enrolamento do transformador. Apesar da construção da Fig. 13-19a permitir seu uso apenas como transformador abaixador, o circuito da Fig. 13-19b mostra a possibilidade de ambas as ligações, elevador ou abaixador (impossível num potenciômetro). Note-se que, em ambos os casos, entretanto, é empregado um enrolamento *único*. Autotransformadores variáveis são extremamente úteis em laboratórios ou em situações experimentais, que requerem uma larga faixa de ajuste de tensão com pequena perda de potência. A aplicação deste autotransformador variável, como dispositivo para controle de velocidade de motores monofásicos, é descrita na Seç. 10-7. A aplicação de um autotrans-

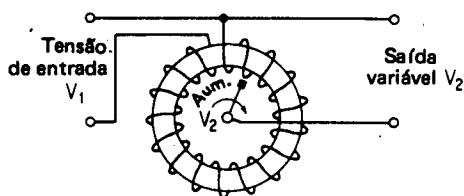
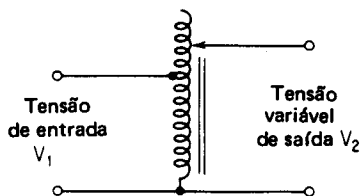
formador com *taps*, como dispositivo de transferência de impedância, é discutida na Seç. 10-8.

(a) Autotransformador variável.

(b) Autotransformador variável com possibilidades de elevador e abaixador.

Fig. 13-19 — Autotransformador variável.

Deve-se notar que a corrente instantânea na parte comum do autotransformador, I_c, mostrada nas Figs. 13-18a e b, pode circular em qualquer sentido, para cima (para fora) ou para baixo (para dentro) em relação à conexão comum, dependendo do transformador ser usado como dispositivo abaixador ou elevador. Veremos também que a direção da corrente instantânea é função do fato do enrolamento comum ser usado com polaridade aditiva ou subtrativa em relação à parte do enrolamento não-comum aos dois circuitos (primário e secundário). Assim, a única maneira de determinar-se o sentido da corrente no enrolamento comum é se desenharem as direções instantâneas da corrente primária, I_1 e secundária, I_2. A diferença é, e deve ser, suprida por I_c.

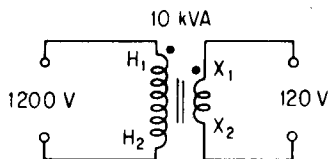
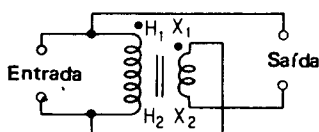
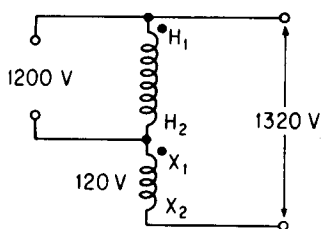
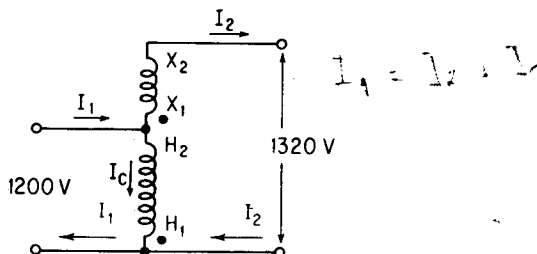
Qualquer transformador comum, de dois enrolamentos isolados, pode ser convertido num autotransformador como mostra a Fig. 13-20. A isolação original do transformador, com as marcas de polaridade, é mostrada na Fig. 13-20a. O

(a) Transformador original isolado, de 10 kVA.

(b) Ligação como autotransformador elevador, usando polaridade aditiva.

(c) Tensões produzidas por polaridade aditiva.

(d) Figura redesenhada com ponto comum inferior, mostrando as relações de corrente.

Fig. 13-20 — Transformador isolado ligado como autotransformador, usando polaridade aditiva.

transformador selecionado é um de 10 kVA, 1.200/120 V. Deseja-se convertê-lo num autotransformador, preservando a polaridade aditiva entre os enrolamentos de alta e baixa tensão. A ligação para a polaridade aditiva é mostrada na Fig. 13-20b. Este circuito é redesenhado na Fig. 13-20c, com o terminal comum na parte inferior. Desde que a polaridade é aditiva (conforme mostra a Fig. 13-20d) a tensão secundária passa a $V_2 = 1.320$ V, enquanto a primária $V_1 = 1.200$ V. Embora a capacidade original do transformador isolado fosse 10 kVA, a disposição mostrada na Fig. 13-20d resulta num *considerável acréscimo* nos kVA como mostra o Exemplo 13-18. Também se nota, pela Fig. 13-20d, que o lado de baixa tensão tem corrente maior $(I_1 > I_2)$ e que I_c deve circular *para dentro* do terminal comum, de acordo com a Eq. (13-28).

EXEMPLO 13-19: Para o transformador isolado de 10 kVA, 1.200/120 V, mostrado na Fig. 13-20a, ligado como autotransformador com polaridade aditiva, como mostra a Fig. 13-20d, calcule

a. a capacidade original do enrolamento de 120 V em ampères
b. a capacidade original do enrolamento de 1.200 V em ampères
c. a capacidade do autotransformador da Fig. 13-20d, usando a capacidade do enrolamento de 120 V calculada em (a) acima.
d. acréscimo percentual da capacidade do autotransformador em relação ao transformador isolado
e. I_1 e I_c na Fig. 13-20d, a partir do valor de I_2 usado na parte (c) acima
f. sobrecarga percentual do enrolamento de 1.200 V, quando usado como autotransformador
g. interprete e tire conclusões do cálculo acima.

Solução:

a. $$I_{\text{baixa}} = \frac{10\,\text{kVA} \times 1.000}{120\,\text{V}} = 83,3\ \text{A} \qquad (13\text{-}9)$$

b. $$I_{\text{alta}} = \frac{10\ \text{kVA} \times 1.000}{1.200\ \text{V}} = 8,33\ \text{A} \qquad (13\text{-}9)$$

c. Desde que o enrolamento de 120 V é capaz de carregar 83,3 A, a nova capacidade em kVA do autotransformador é

$$V_2 I_2 = \frac{1.320 \times 83,3\ \text{A}}{1.000} = 110\ \text{kVA} \qquad (13\text{-}9)$$

d. O acréscimo percentual em kVA, ao se utilizar como autotransformador o transformador isolado é

$$\frac{\text{kVA auto}}{\text{kVA isolado}} = \frac{110\ \text{kVA}}{10\ \text{kVA}} \times 100 = 1.100\%$$

e. $$I_1 = \frac{\text{kVA} \times 1.000}{V_1} = \frac{110\,\text{kVA} \times 1.000}{1.200\ \text{V}} = 91,75\ \text{A}$$

$$I_c = I_1 - I_2 \text{ (da Fig. 13-20d)} \qquad (13\text{-}28)$$
$$= 91,75 - 83,3 = 8,42\ \text{A}$$

f. Percentagem de carga no enrolamento de 1.200 V =

$$= \frac{I_c}{I_{alta}} = \frac{8,42}{8,33} \times 100 = 101\,\%$$

g. Como autotransformador, os kVA aumentaram de 1.100% em relação ao valor original, com o enrolamento de baixa tensão no seu valor nominal de corrente, e o de alta com uma sobrecarga desprezável (1,01 × nominal).

O aumento dramático na capacidade em kVA, produzida pela ligação de um transformador isolado como autotransformador, tem como motivo o tamanho menor de um autotransformador da mesma capacidade em comparação a um transformador isolado comum. Deve-se levar em conta, entretanto, que, apenas quando a relação das tensões primária e secundária se aproxima da unidade, ocorre este marcante aumento de capacidade. Se há uma grande relação entre as tensões primária e secundária, a capacidade em kVA tem um acréscimo, mas não tão marcante. (Para $\alpha > 10$, o acréscimo em kVA é menor que 10%.)

O mesmo transformador isolado, usando polaridade subtrativa e ligado como transformador abaixador, é mostrado na Fig. 13-21. A fim de produzir *um só* enrolamento, usando polaridade *subtrativa*, é necessário ligar-se X_2 a H_2, conforme mostra a Fig. 13-21a. As tensões produzidas por esta combinação são mostradas na Fig. 13-21b, onde também se pode ver que o transformador (apesar de sua aparência) trabalha como *abaixador*. Este circuito é novamente desenhado na Fig. 13-21c, e as correntes instantâneas estão representadas. Note-se que a corrente I_c afasta-se do ponto comum, neste caso, principalmente porque o autotransformador é abaixador e $I_2 > I_1$. A corrente I_c deve aumentar de I_1 até I_2, como se nota na Eq. (13-37).

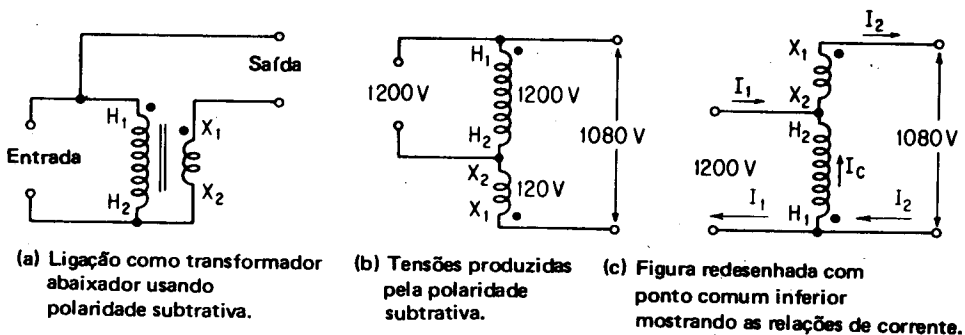



Fig. 13-21 — Transformador isolado ligado como autotransformador abaixador usando polaridade subtrativa.

Como no caso anterior da polaridade aditiva, a ligação do transformador isolado de 10 kVA como autotransformador abaixador, com polaridade subtrativa, resulta num acréscimo da capacidade em kVA, como mostra o Exemplo 13-19.

EXEMPLO 13-20: Repita o Exemplo 13-19 para o transformador isolado de 10 kVA, 1.200/120 V, ligado como autotransformador abaixador, com polaridade subtrativa, como mostra a Fig. 13-21c

Solução:

a. Do Exemplo 13-19a, $I_{baixa} = 83{,}3$ A
b. Do Exemplo 13-19b, $I_{alta} = 8{,}33$ A
c. A nova capacidade em kVA do autotransformador é

$$\frac{V_2 I_2}{1.000} = \frac{1.080 \text{ V} \times 83{,}3 \text{ A}}{1.000} = 90 \text{ kVA} \qquad (13\text{-}9)$$

d. O acréscimo percentual em kVA, ao utilizar-se o transformador isolado como autotransformador, é

$$\frac{\text{kVA (auto)}}{\text{kVA (isol)}} = \frac{90 \text{ kVA}}{10 \text{ kVA}} \times 100 = 900\%$$

e. $$I_1 = \frac{\text{kVA} \times 1.000}{V_1} = \frac{90 \text{ kVA} \times 1.000}{1.200 \text{ V}} = 75 \text{ A} \qquad (13\text{-}9)$$

$$I_c = I_2 - I_1 = 83{,}3 - 75 = 8{,}33 \text{ A} \qquad (13\text{-}38)$$

f. Percentagem de carga no enrolamento de 1.200 V =

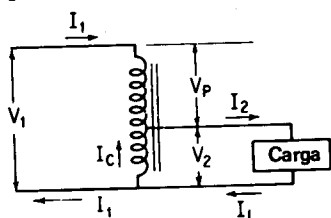
$$= \frac{I_c}{I_{alta}} = \frac{8{,}33}{8{,}33} \times 100 = 100\%$$

g. Como autotransformador com polaridade subtrativa, a capacidade em kVA aumentou de 900% em relação ao seu valor original no transformador isolado, com ambos os enrolamentos funcionando em suas capacidades nominais.

Os Exemplos 13-19 e 13-20 provam que a ligação de um transformador isolado como autotransformador resulta num aumento da capacidade em kVA. O aumento da capacidade varia com a ligação (aditiva ou subtrativa) e com a relação de transformação produzida.

A questão, que agora pode ser considerada, é "por que os kVA de um transformador isolado aumentam quando ele é ligado como autotransformador?" Os transformadores, como se viu, são dispositivos de rendimentos elevados. Praticamente, toda a energia recebida pelo primário é transferida ao secundário num transformador isolado. Além disto, não se cria nem se destrói energia. Então, por que poderia o autotransformador ser capaz de transferir mais energia (que o transformador isolado) do primário ao secundário!

O mistério da resposta reside no fato de que *não* há ligação condutiva entre os circuitos primários e secundários num transformador *isolado*. No caso, toda a energia recebida pelo primário deve ser *transformada* para atingir o secundário. Num autotransformador, *parte* da energia pode ser transferida *condutivamente* do primário ao secundário, e o restante da energia seria transferida por ação de transformação. Esta diferença é a responsável pelo acréscimo da capacidade em kVA do autotransformador. O autotransformador, como se verá, tem a vantagem de transferir energia condutivamente, bem como por ação de transformação, do primário ao secundário.

Os circuitos da Fig. 13-18 são mostrados na Fig. 13-22, com algumas anotações a mais. O circuito da Fig. 13-22a mostra um autotransformador abaixador.

(a) Correntes e tensões no abaixador. (b) Correntes e tensões no elevador.

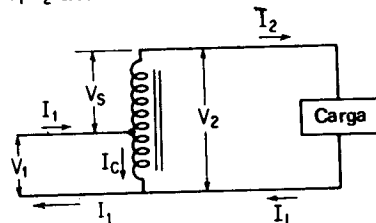



Fig. 13-22 — Representação do autotransformador nas configurações de abaixador e elevador mostrando os volt-ampères transferidos condutivamente por ação transformadora.

Desde que $I_2 = I_1 + I_c$ neste circuito, *toda* a corrente I_1 é *conduzida* a I_2. Os volt-ampères transferidos *condutivamente*, do primário ao secundário, para um *autotransformador abaixador*, são

$$\text{volt-ampères condutivos (transferidos do primário ao secundário)} = V_2 I_1 \qquad (13\text{-}39)$$

Uma vez que $V_2 + V_p = V_1$, a diferença entre V_1 e V_2 (ou V_p) é a medida da energia transformada. Assim, os volt-ampères transferidos do primário ao secundário, por ação de transformador, para um *autotransformador abaixador*, são

$$\text{volt-ampères transformados (transferidos do primário ao secundário)} = V_p I_1 \qquad (13\text{-}40)$$

Para um autotransformador elevador prevalece a mesma lógica. Como mostra a Fig. 13-22b, I_2 é a parte de I_1 que é transferida condutivamente. Desta maneira, os volt-ampères transferidos condutivamente do primário ao secundário, para um transformador *elevador*, são

$$\text{volt-ampères } \textit{condutivos} \text{ (transferidos do primário ao secundário)} = V_1 I_2 \qquad (13\text{-}41)$$

Desde que $V_2 = V_s + V_1$, a diferença entre V_2 e V_1 (ou V_s) é uma medida da energia transformada. Assim, os volt-ampères transferidos do primário ao secundário, por ação de transformador, para um transformador elevador, são

$$\text{volt-ampères } \textit{transformados} \text{ (transferidos do primário ao secundário)} = V_s I_2 \qquad (13\text{-}42)$$

Para ambos os autotransformadores, elevador e abaixador, a quantidade total de energia transferida do primário ao secundário, medida em kVA é

kVA (total) = kVA transferidos condutivamente + kVA transformados (13-43)

Assim, para um autotransformador *abaixador*

$$kVA_{total} = \frac{V_2 I_1}{1.000} + \frac{V_p I_1}{1.000} \quad (13\text{-}44)$$

Enquanto que, para um autotransformador *elevador*,

$$kVA_{total} = \frac{V_1 I_2}{1.000} + \frac{V_s I_2}{1.000} \quad (13\text{-}45)$$

EXEMPLO 13-21: Para o autotransformador do Exemplo 13-19 e Fig. 13-20d, calcule

a. Os kVA transferidos condutivamente do primário ao secundário.
b. Os kVA transformados.
c. Os kVA totais.
d. Compare a resposta (c) acima com a (c) do Exemplo 13-19.

Solução:

a. kVA condutivamente transferidos $= \frac{V_1 I_2}{1.000} = \frac{1.200 \text{ V} \times 83{,}3 \text{ A}}{1.000} =$
$= \mathbf{100\ kVA}$ (13-41)

b. kVA transformados $= \frac{V_1 I_2}{1.000} = \frac{120 \times 83{,}3}{1.000} = \mathbf{10\ kVA}$ (13-42)

c. kVA totais = 100 kVA + 10 kVA = **110 kVA** (13-43)

d. A resposta (c) é idêntica à obtida para a parte (c) do Exemplo 13-19.

Note-se que o transformador original do Exemplo 13-19 tinha uma capacidade de 10 kVA como transformador isolado. No Exemplo 13-21, ligado como autotransformador elevador, 100 kVA são transferidos adicionalmente de forma condutiva, mas 10 kVA são ainda transformados. O aumento da capacidade em kVA do autotransformador é devido à transferência de energia *condutiva* (e não à transformada).

EXEMPLO 13-22: Para o autotransformador abaixador do Exemplo 13-20 e Fig. 13-21d (usando polaridade subtrativa), calcule

a. Os kVA transferidos condutivamente do primário ao secundário.
b. Os kVA transformados.
c. Os kVA totais.
d. Compare a resposta (c) acima com a (c) do Exemplo 13-20.

Solução:

a. kVA transferidos condutivamente $= \frac{V_2 I_1}{1.000} = \frac{1.080 \text{ V} \times 75 \text{ A}}{1.000} = \mathbf{81\ kVA}$

b. kVA transformados $= \frac{V_p I_1}{1.000} = \frac{120 \text{ V} \times 75 \text{ A}}{1.000} = 9$ **kVA**

c. kVA totais = 81 kVA + 9 kVA = **90 kVA**

d. A resposta (c) acima é idêntica à obtida na parte (c) do Exemplo 13-20.

Note-se mais uma vez, no Exemplo 13-22, que os 10 kVA do transformador isolado, religado como autotransformador abaixador usando polaridade subtrativa, atingem um valor muito maior devido aos kVA condutivamente transferidos. Os kVA transformados estão ainda dentro da capacidade do transformador original isolado. Novamente, o acréscimo na capacidade em kVA do autotransformador é devido à energia transferida condutivamente (e não à ação de transformador).

13-13. RENDIMENTO DO AUTOTRANSFORMADOR

O rendimento de um transformador real isolado, conforme mostra a Fig. 13-12, é razoavelmente elevado, desde cargas relativamente pequenas até a plena carga. Conforme descrito na Seç. 13-8, apenas duas classes de perdas podem ser encontradas num transformador convencional: uma perda fixa no núcleo e uma perda variável no cobre dos enrolamentos primário e secundário. Esta última perda aumenta com o quadrado da corrente de carga. Assim, a perda variável no cobre, a 5/4 da carga nominal, é 25/16 (aproximadamente 156%) da perda a plena carga.

Mostrou-se também, na Seç. 13-12, que o autotransformador transfere parte dos seus kVA por condução. Conseqüentemente, para os mesmos kVA de saída, um autotransformador é algo menor (menos ferro usado) que um transformador convencional isolado. Assim, as perdas no núcleo são significativamente menores para a mesma potência de saída num autotransformador.

O autotransformador possui apenas um enrolamento, por definição, em comparação aos dois do transformador convencional isolado. Além disto, como mostra a Fig. 13-23, a corrente que circula em parte daquele enrolamento é a diferença entre as correntes primária e secundária. Estes dois fatores (um só enrolamento e a menor corrente) tendem a reduzir também as perdas variáveis.

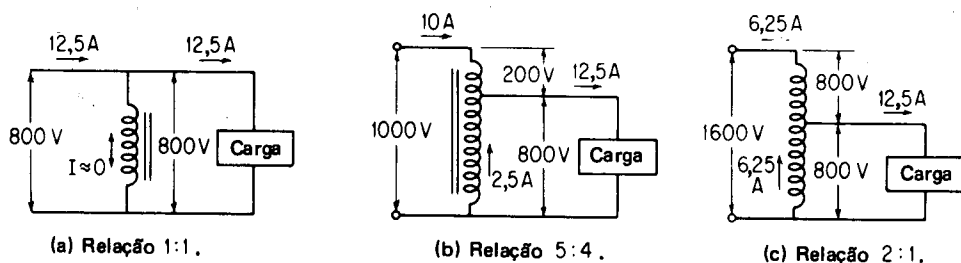



Fig. 13-23 — Efeito da relação de transformação no rendimento do autotransformador.

O efeito disto é que o autotransformador possui rendimentos excepcionalmente altos, (99% e maiores) próximos dos 100%. Este rendimento, entretanto, varia com a relação de transformação, como mostra a Fig. 13-23. Ele será mais alto quando a relação de transformação se aproxima da unidade, pela razão mostrada na Fig. 13-23a. Nela, toda a energia é transferida condutivamente e a corrente no transformador é extremamente pequena (quase zero, à exceção da corrente de excitação, que é muito baixa). As perdas variáveis no cobre do enrolamento do transformador, na Fig. 13-23a, são praticamente nulas, devido à resistência relativamente baixa do enrolamento e à pequena corrente de excitação

Quando a relação de transformação é $\alpha = {}^5/_4$, como mostra a Fig. 13-23b, apenas ${}^1/_5$ do enrolamento total do transformador conduz a corrente primária (não a secundária) de 10 A, enquanto ${}^4/_5$ do enrolamento conduzem uma corrente de 2,5 A. Novamente, isto tem o efeito de reduzir as perdas variáveis no cobre e manter elevado o rendimento, enquanto se entregam à carga os mesmos kVA.

Mesmo na relação $\alpha = {}^2/_1$, mostrada na Fig. 13-23c, apenas metade da corrente secundária de carga aparece no enrolamento do transformador, reduzindo as perdas variáveis no cobre consideravelmente em comparação a um transformador isolado que entrega os mesmos kVA à carga. Assim, concluímos (1) que os autotransformadores são geralmente menores e de maior rendimento que os transformadores convencionais, isolados, da mesma capacidade e (2) que o rendimento dos autotransformadores aumenta à medida que a relação de transformação se aproxima da unidade.

O leitor poderia perguntar: "Se os autotransformadores são tão superiores, em relação aos transformadores convencionais isolados, por que não se utilizam apenas autotransformadores?"

Foi já mostrado que os transformadores convencionais isolados, tendo enrolamentos separados, podem ser usados para prover uma variedade de relações de transformação, inclusive com possibilidade de conexão como autotransformador. Isto não é possível a um transformador em *taps* fixos. Mas o leitor pode perguntar: "Nas transformações de potência, para transmissão e distribuição, as tensões são fixas. Por que não se usam autotransformadores, no caso?"

Um transformador de distribuição típico, isolado, de 23 kVA, é mostrado na Fig. 13-24a, com um autotransformador projetado para a mesma finalidade mostrada na Fig. 13-24b. A função de um transformador de distribuição é reduzir a tensão de transmissão a um valor comercialmente seguro (230 V no caso). Imaginemos que um problema (no caso, um circuito aberto) ocorra ou no primário ou no secundário do transformador isolado da Fig. 13-24a. Em qualquer caso, não aparecerá tensão nos terminais da carga, e o transformador de 23 kVA será substituído logo que possível, após ser constatada a falta de tensão.

O autotransformador equivalente é mostrado na Fig. 13-24b. Observe-se que as junções (a) e (b) carregam as correntes mais altas (100 A neste caso). Estas junções, portanto, desenvolvem pontos aquecidos, que podem resultar em circuitos abertos. Uma abertura no enrolamento nos pontos (a) ou (b), como mostra a Fig. 13-24c, imediatamente aplica 23.000 V à carga! Evidentemente, se os dispositivos de proteção contra sobrecorrente (situados junto ao transformador de

(a) Transformador isolado. (b) Autotransformador equivalente. (c) Defeito no transformador produzindo choque.

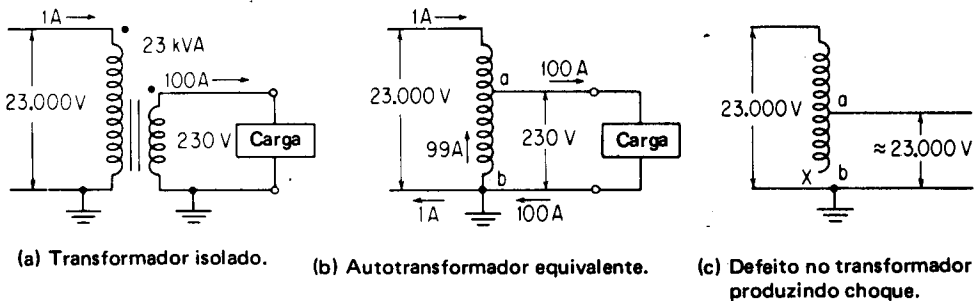



Fig. 13-24 — Possibilidade de choque se o autotransformador é utilizado para distribuição de potência.

distribuição ou junto à carga que ele serve) são corretamente acionados, a carga será imediatamente desligada. Não obstante, durante o curto período transcorrido antes do acionamento dos dispositivos de proteção, algum dano pode ocorrer. Mas, mesmo imaginando que a carga é removida, o autotransformador é agora mostrado na Fig. 13-24c com um circuito aberto em *b*. O perigo, para pessoas, é imediatamente evidente desde que todo o enrolamento do transformador está com 23.000 V em relação à terra. É exatamente por esta razão que os autotransformadores são confinados a aplicações a tensões relativamente baixas, e restritos a aplicações a máquinas como as discutidas nas Seçs. 9-15, 10-7 e 10-8. Aqui, as suas vantagens de menor peso e tamanho, baixo custo e alto rendimento impõem seu uso com um mínimo de desvantagens.

13-14. TRANSFORMAÇÃO TRIFÁSICA

Para transformar-se a tensão de uma fonte trifásica, se requer ou uma bancada de transformadores monofásicos, como mostra a Fig. 13-25, ou, alternativamente, um único transformador trifásico com seis enrolamentos num núcleo *comum* de ferro[9] (como mostra a Fig. 13-25). (Usaremos em toda esta explanação transformadores monofásicos individuais, mas as mesmas ligações e resultados advêm do uso de enrolamentos idênticos num transformador polifásico.) Note-se que os transformadores individuais da Fig. 13-25 têm a mesma capacidade em kVA

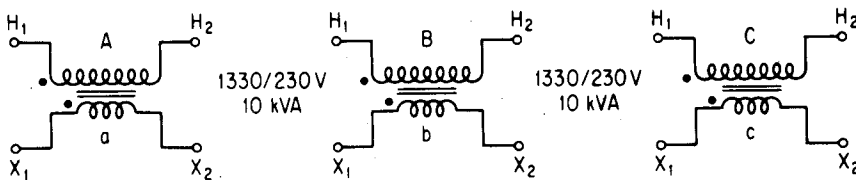



Fig. 13-25 — **Três transformadores monofásicos idênticos (*a*, *b* e *c*) aparecendo suas marcas de polaridade sendo cada um 10 kVA, 1.330/230 V.**

[9]Mostrar-se-á na Seç. 13-17 que o uso de transformadores individuais é preferível a uma unidade polifásica, quando se requer continuidade no serviço. Uma bancada Δ-Δ pode ser operada em V–V com um transformador removido.

e a mesma relação da alta para a baixa tensão. Note-se também que os transformadores têm as fases indicadas e apropriadamente marcadas, de maneira que o subíndice ímpar mostra polaridade instantânea positiva (Seç. 13-10) em ambos os lados de alta e baixa tensão.

Imaginemos que a tensão trifásica de linha disponível, para a excitação dos transformadores é 2.300 V, 60 Hz, como mostra a Fig. 13-26a. As três tensões *de linha* estão defasadas de 120°, como mostra a Fig. 13-26a, e esta relação representa as tensões entre as três linhas e a fonte de energia: V_{AB}, V_{BC} e V_{CA}, respectivamente, onde cada uma tem o valor de 2.300 V, alguma coisa acima da tensão nominal do lado de alta dos transformadores individuais. Isto, evidentemente, dita o tipo de ligação dos transformadores individuais que deve ser *Y*, como mostra a Fig. 13-26b. Note-se que, ao fazer isto, deve-se tomar cuidado para assegurar que os terminais H_1, de polaridade instantânea positiva, sejam ligados à rede, enquanto os terminais H_2 de cada transformador são ligados num ponto comum *(N)*. Note-se ainda que as bobinas de alta tensão são designadas por *A, B* e *C* na Fig. 13-26b, enquanto que as de baixa tensão (ainda não ligadas) são designadas por *a, b* e *c*, respectivamente.

A relação entre as tensões de linha aplicadas pela fonte e as tensões de fase, que aparecem nos terminais de alta tensão das bobinas dos transformadores individuais, é mostrada na Fig. 13-26c. (Esta figura é muito importante e deve ser estudada cuidadosamente.) A tensão (de fase) aplicada ao primário do transformador A é 1.330 $\angle$ 30° V. A tensão de fase entre os terminais *B* e *N*, aplicada a *B* é 1.330 $\angle$ 150° V. A tensão de fase entre os terminais *C* e *N*, aplicada a *C* é 1.330 $\angle$ - 90° V.

De acordo com a teoria convencional dos circuitos trifásicos[10], a tensão de fase, V_f, é

$$V_f = \frac{V_L}{\sqrt{3}} = 0,577\ V_L \qquad (13\text{-}46)$$

onde V_L é a tensão de linha.

Assim, as tensões de fase mostradas na Fig. 13-26c não são apenas menores, mas também deslocadas de 30° em relação às tensões de linha. Note-se, entretanto, que as tensões de fase aplicadas aos três transformadores, apesar do deslocamento angular de 30°, estão ainda deslocadas de 120°, uma em relação à outra, de acordo com a teoria convencional dos circuitos trifásicos.[11] Conseqüentemente, a *soma fasorial de quaisquer duas tensões de fase é a tensão de linha*, como mostra a Fig. 13-26c. Assim, a tensão de linha V_{AB} é a soma fasorial das tensões entre H_1-H_2 da bobina *A* e H_2-H_1 da bobina *B* (o inverso do fasor *B*), como mostram as Figs. 13-26b e c.

---

[10] Para uma discussão completa dos sistemas trifásicos, veja-se JACKSON, H. W., *Introduction to Electric Circuits*. 3. ed. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1970, Cap. 23.

[11] Ibidem, nota 10.

(a) Tensões 3 φ de linha disponíveis para excitação dos transformadores.

(b) Tensões de linha aplicadas nos terminais de alta tensão dos transformadores A, B, C, ligados em Y.

(c) Tensões de fase e linha aplicadas nos primários dos transformadores A, B, C ligados em Y.

(d) Tensões de fase induzidas nos secundários de baixa tensão a, b, e c, em (b) acima.

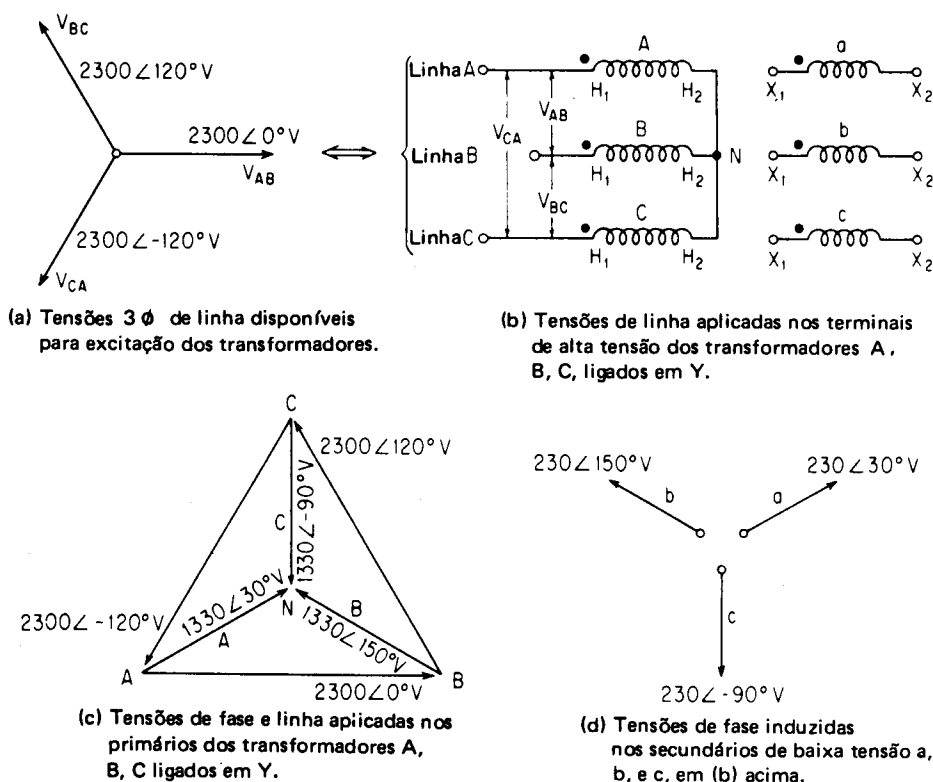



Fig. 13-26 — Tensões de linha e fase 3 φ aplicadas no lado de alta tensão dos transformadores ligados em Y e tensões de fase induzidas no lado de baixa tensão.

Como resultado da ação de transformação, as fem induzidas nas bobinas de baixa tensão *a, b* e *c*, respectivamente guardam, umas em relação às outras, a *mesma* relação que a das tensões de fase aplicadas ao primário, como mostra a Fig. 13-26d. É óbvio que os primários de 1.330 V devem estar ligados em *Y* para que os 2.300 V da fonte não excedam a tensão nominal do enrolamento de alta tensão do transformador. Isto, por outro lado, dita a relação das tensões de fase primárias, mostradas na Fig. 13-26c, e também as relações de fase dos secundários desligados, mostrados na Fig. 13-26d. A relação desenvolvida na Fig. 13-26d, então, é usada como referência para as diferentes maneiras pelas quais os secundários podem ser ligados.

A Fig. 13-27a mostra os secundários em *Y*, de modo que os terminais X_2 são trazidos a um ponto comum, *n*, e os terminais instantâneos positivos (pontuados) X_1 são levados às linhas *a, b* e *c*, respectivamente. Usando as relações fasoriais da Fig. 13-26d, as tensões de fase e linha dos secundários ligados em *Y* são mostradas no diagrama fasorial da Fig. 13-27b. Note-se, a partir da Fig. 13-27b, que, de acordo com a teoria convencional do circuito trifásico[12], a soma

[12]Ibidem, nota 10.

(a) Ligações com X_2 comum. (b) Diagrama fasorial.

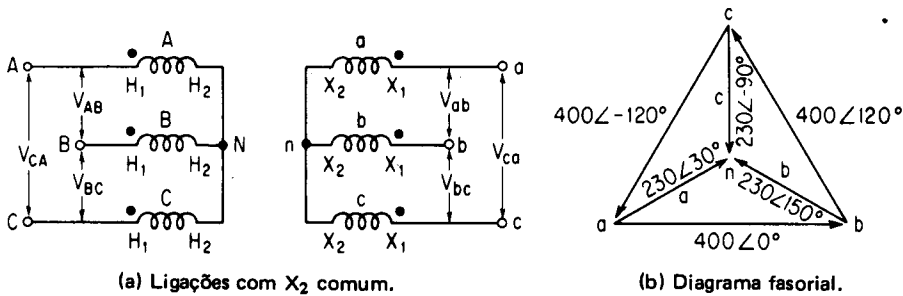



Fig. 13-27 — Secundários ligados em Y (terminais X_2) e diagramas fasoriais mostrando as tensões de fase e linha.

fasorial de quaisquer duas tensões de fase produz uma tensão de linha. Assim, a tensão de linha entre *a* e *b*, V_{ab}, é a soma fasorial das tensões entre X_1-X_2 da bobina *a* e $X_2 - X_1$ da bobina *b*. Assim, V_{ab}, como mostra a Fig. 13-27b, é $\sqrt{3}$ vezes a tensão de fase e está deslocada dela de 30°.

É muito importante comparar-se a Fig. 13-27b com a Fig. 13-26c e notar-se que, para as ligações particularmente feitas na Fig. 13-27a, não há deslocamento entre as tensões de linha do secundário e as do primário. Semelhantemente, não há deslocamento (rotação de fase) entre as tensões de fase primárias e secundárias. As diferenças entre os dois diagramas fasoriais residem apenas no valor absoluto das tensões devidas à relação de transformação. Assim, a tensão primária de linha é $V_{AB} = 2.300 \angle 0°$ V, enquanto a tensão secundária de linha é $V_{ab} = 400 \angle 0°$ V. Semelhantemente, a tensão de fase primária é $V_{AN} = 1.330 \angle 30°$ V, enquanto a secundária é $V_{an} = 230 \angle 30°$ V.

A importância de, ao se fazerem as ligações, prestar-se a *devida atenção à polaridade instantânea* não pode ser desprezada, quer ao se ligarem secundários em paralelo, quer ao se acertarem as tensões secundárias e sua relação de fase.

Considere-se que, em vez de ligar os terminais X_2, simplesmente se liga X_1 ao terminal comum *n*, como mostra a Fig. 13-28a. Uma vez que a polaridade instantânea dos três secundários é a mesma, o leitor pode raciocinar (como o fez

(a) Ligações com X_1 comum. (b) Diagrama fasorial.

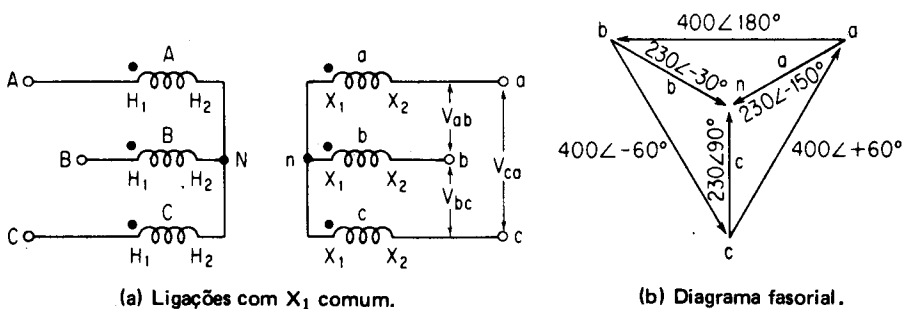



Fig. 13-28 — Secundários ligados em Y (terminais X_1) e diagramas fasoriais mostrando as tensões de fase e linha. (Note que as tensões de fase e linha são fasores invertidos se comparados aos da Fig. 13-27b.)

o estudante no laboratório) que os três secundários da Fig. 13-28 podem ser colocados em paralelo com os secundários da Fig. 13-27. Esta simples justaposição de ligações produz um curto-circuito, quando postas em paralelo, pela mesma razão que obriga à preservação da polaridade nas unidades monofásicas simples. Note-se que, ao se ligarem a *n*, em vez de à linha, os terminais instantaneamente positivos (pontuados), produz-se um deslocamento de 180° nas tensões de linha e de fase, como mostra o diagrama fasorial da Fig. 13-28b. Assim, embora os valores absolutos de todas as tensões de linha e de fase sejam os mesmos nas Figs. 13-28b e 13-27b, eles estão defasados de 180° um em relação ao outro, e nunca poderão ser ligados em paralelo. Qualquer tentativa de fazer isto resultará num imediato curto-circuito. Assim, os secundários das Figs. 13-28a e 13-27a *não podem* ser ligados em paralelo.

Um curto-circuito imediato também resultará da ligação em paralelo, se um dos enrolamentos secundários tem sua polaridade acidentalmente invertida durante a ligação em *Y*. Isto é mostrado na Fig. 13-29a, quando a bobina *b* tem seu terminal pontuado X_1 ligado à junção comum *n*, em vez de ao terminal X_2. Embora as tensões de fase estejam ainda defasadas de 120° uma em relação à outra, como mostra a Fig. 13-29b, a inversão da polaridade de *b* produz uma redução nas tensões de linha e uma alteração na sua posição de fase ($V_{ab} = 230 \angle 90°$ V e $V_{bc} = 230 \angle 30°$ V) e ainda em $V_{ca} = 400 \angle -120°$ que se torna maior que as outras duas. Note-se que as 3 tensões de linha não são mais iguais, em valor absoluto, nem estão mais defasadas de 120° umas em relação às outras e, mais ainda, não estão mais em fase com as tensões de linha primárias da Fig. 13-27b. Assim, invertendo-se acidentalmente a polaridade de um enrolamento, não mais será possível aos secundários em *Y* da Fig. 13-29a serem ligados em paralelo aos secundários em *Y* da Fig. 13-27a.

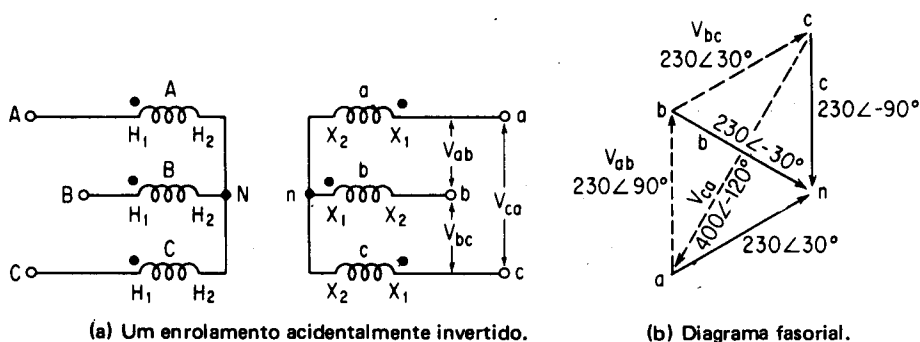



Fig. 13-29 — Efeito da inversão acidental de um enrolamento de fase (bobina B dos secundários ligados em Y) e tensões de fase e linha desbalanceadas produzidas.

Semelhantemente, com todos os primários ligados em *Y*, nunca será possível ligar em paralelo secundários em *Y* a secundários em Δ. As bobinas de baixa tensão dos transformadores da Fig. 13-25 são mostrados na Fig. 13-30a em sua ligação em delta. Note-se que a ligação em *malha* do delta requer que terminais de bobinas de polaridades instantâneas *opostas* sejam ligados *através da malha* para formar

(a) Ligação em delta. (b) Diagrama fasorial.

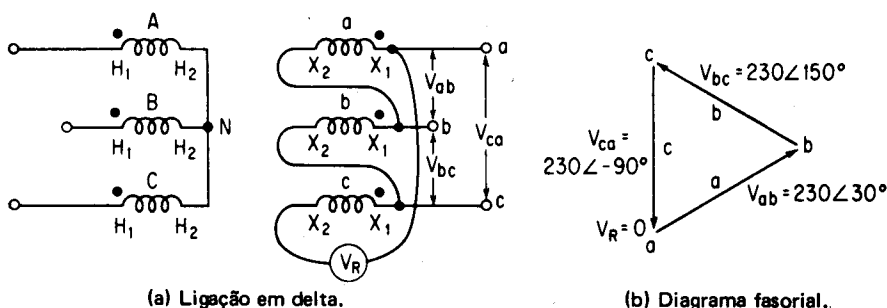



Fig. 13-30 — Secundários ligados em delta e diagrama fasorial.

um caminho fechado. É usual, como mostra a Fig. 13-30a, usar um voltímetro para medir a tensão resultante, V_R, *antes de fechar o delta,* entre os terminais X_2 da bobina *c* e X_1 da bobina *a*. Somente quando a leitura do voltímetro for zero, remover-se-á o instrumento e fechar-se-á o delta. Usando-se as mesmas tensões para o primário ligado em *Y*, as tensões de fase das bobinas secundárias *a*, *b* e *c* são, respectivamente, as mesmas na Fig. 13-30b e na Fig. 13-26d. Quando ligados em laço, entretanto, a soma fasorial das tensões de fase secundárias seria zero. Note-se que as tensões de fase e de linha são as mesmas para secundários ligados em delta, de acordo com a teoria dos circuitos trifásicos, uma vez que os terminais de linha correspondem a cada fase do enrolamento ligado em malha.

A importância de uma leitura no voltímetro, antes da ligação de qualquer circuito em malha fechada, de forma genérica, e especificamente de secundários de transformadores ligados em delta, é mostrada na Fig. 13-31. Um enrolamento

(a) Ligação Δ com um enrolamento acidentalmente invertido. (b) Diagrama fasorial.

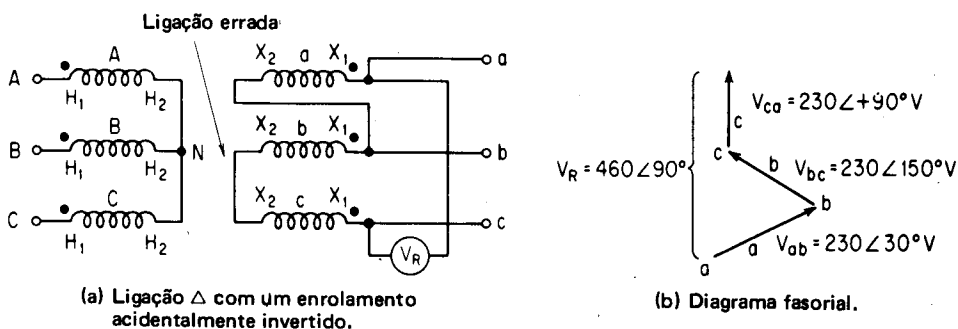



Fig. 13-31 — Efeito da inversão acidental de um enrolamento de fase (bobina c) dos secundários ligados em delta.

do transformador (bobina *c*) é acidentalmente invertido na malha. A polaridade instantânea da bobina *c* é 230 ∠ + 90° V em vez de 230 ∠ − 90° V, como representa a Fig. 13-26d. O diagrama fasorial da Fig. 13-31b mostra que a tensão medida pelo voltímetro V_R não é mais zero, mas, efetivamente, 460 ∠ 90° V (duas vezes

a tensão de fase). Se o delta é fechado sem o uso de um voltímetro, o curto-circuito formado faz com que circulem altas correntes (de malha) nos transformadores.

Foi dito acima, mas convém repetir, que secundários ligados em Δ não podem ser colocados em paralelo com secundários ligados em *Y*. Como mostra a Fig. 13-27b, não há deslocamento de fase entre as tensões primárias de linha e as tensões secundárias de linha na transformação *Y-Y*, Fig. 13-26a. Mas uma transformação *Y*-Δ produz um defasamento de 30° (e menores tensões de linha), como mostra a Fig. 13-30b. Mesmo se a relação de transformação dos transformadores ligados em *Y*-Δ for determinada de modo que as mesmas tensões de linha sejam obtidas, a rotação de fase inerente à ligação *Y*-Δ proíbe a operação em paralelo.

Podemos então concluir que, considerando tensões de linha primárias e secundárias, relações de transformação, polaridade instantânea e conveniente ligação das bobinas, são possíveis as seguintes combinações para ligação em paralelo, com as ligações até aqui discutidas:[13]

a. *Y-Y* para *Y-Y*: não há deslocamento de fase entre as tensões de linha primárias e secundárias
b. *Y*-Δ para *Y*-Δ: mesma rotação de fase de 30° entre primário e secundário em todos os transformadores
c. Δ-*Y* para Δ-*Y*: mesma rotação de fase de 30° entre primário e secundário em todos os transformadores
d. Δ-Δ para Δ-Δ: não há rotação de fase entre primário e secundário
e. Δ-Δ para *Y-Y*: não há rotação de fase entre primário e secundário, mas, são necessárias diferentes relações de transformação em tensões
f. *Y-Y* para Δ-Δ: não há rotação de fase entre primário e secundário mas são necessárias diferentes relações de transformação em tensões
g. *Y*-Δ para Δ-*Y*: mesma rotação de 30° entre tensões de linha primárias e secundárias. As relações entre as tensões de linha devem, entretanto, ser as mesmas.

As combinações em paralelo que são *impossíveis*, a despeito de tensões de linha primárias e secundárias idênticas, são as que envolvem tipos de ligações tais que, para um deles, há rotação de fase e, para o outro, não. Assim, um transformador *Y*-Δ não pode ser ligado em paralelo a um Δ-Δ. (A relação das combinações impossíveis é deixada a cargo do leitor, como exercício, na questão 13-37.)

EXEMPLO 13-23: Uma fábrica drena 100 A com cos θ = 0,7 em atraso, do secundário de uma bancada transformadora de distribuição de 60 kVA, 2.300/230 V, ligada em *Y*-Δ. Calcule:

a. a potência real consumida em kW e a aparente em kVA
b. as correntes secundárias *nominais* de fase e de linha da bancada
c. o percentual de carga para cada transformador
d. as correntes primárias de fase e de linha de cada transformador
e. a capacidade em kVA de cada transformador.

---

[13]Esta lista está incompleta, porque não contém transformadores *T-T* e *V-V*. (Vide Tabela 13-1, Seç. 13-18.)

Solução:

a. $P_T = \dfrac{\sqrt{3}\, V_L I_L \cos\theta}{1.000} = \dfrac{1{,}73 \times 230 \times 100 \times 0{,}7}{1.000} = 28$ **kW**

$kVA_T = \dfrac{P_T}{\cos\theta} = \dfrac{28 \text{ kW}}{0{,}7} = 40$ **kVA**

b. $I_{F2 \text{ nominal}} = \dfrac{\text{kVA} \times 1.000}{3\, V_F} = \dfrac{60 \text{ kVA} \times 1.000}{3 \times 230} = 87$ **A**

$I_{L2 \text{ nominal}} = \sqrt{3}\, I_{F2 \text{ nom}} = 1{,}732 \times 87 \text{ A} = 150$ **A**

c. $\dfrac{\text{corrente de carga por linha}}{\text{corrente nominal por linha}} = \dfrac{100 \text{ A}}{150 \text{ A}} = 0{,}67 \times 100 = 67\%$

d. $I_{F1} = I_{L1} = \dfrac{\text{kVA} \times 1.000}{\sqrt{3}\, V_L} = \dfrac{40 \text{ kVA} \times 1.000}{3 \times 2.300} = 10$ **A**

e. $\text{kVA/transformador} = \dfrac{kVA_T}{3} = \dfrac{60 \text{ kVA}}{3} = 20$ **kVA**

EXEMPLO 13-24: Repita o Exemplo 13-23, usando uma transformação Δ-Δ e compare as correntes de linha primárias com as da transformação *Y*-Δ.

Solução:

a. $P_T = 28$ **kW** e $kVA_T = 40$ **kVA**, do Exemplo 13-23a.
b. $I_{F2 \text{ nominal}} = 87$ **A**; $I_{L2 \text{ nominal}} = 150$ **A**, do Exemplo 13-23b.
c. carga percentual de cada transformador = **67%**, do Exemplo 13-23c.
d. $I_{F1} = 10$ A, do Exemplo 13-23d.
mas $I_{L1} = \sqrt{3}\, I_{F1} = 1{,}73 \times 10 \text{ A} = 17{,}3$ **A**
A corrente de linha primária drenada por uma bancada Δ-Δ é $\sqrt{3}$ vezes a corrente primária de linha drenada por uma bancada *Y*-Δ.
e. $\text{kVA/transformador} = \dfrac{60 \text{ kVA}}{3} = 20$ **kVA**, o mesmo que no Exemplo 13-23e.

Deve-se notar nos Exemplos 13-23 e 13-24 que a única diferença entre a distribuição nas bancadas *Y*-Δ e Δ-Δ é que a corrente drenada da fonte primária é 1,73 vezes maior na última. Isto mostra claramente a vantagem de se usarem transformadores *Y*-Δ quando é requerido um abaixamento de tensão de distribuição.

13-15. AS HARMÔNICAS NOS TRANSFORMADORES

Muito freqüentemente, em ensaios de campo ou no laboratório, ao se usar um voltímetro como medida de precaução antes de fechar o delta, como mostra a Fig. 13-30, o instrumento não indica zero nem lê uma tensão da ordem de duas vezes a tensão de fase, como indica a Fig. 13-31b. Assim, haveria uma certa relutância ao fechar-se o delta na presença de uma tensão que chegaria mesmo aos 50 V, particularmente se o voltímetro CA usado fosse um instrumento do tipo

de alta impedância (5 kΩ/V ou mais). A tensão medida, no caso, é devida à influência muito grande da terceira harmônica presente nas transformações trifásicas.[14]

Todos os transformadores monofásicos simples quando excitados à tensão nominal, produzem uma terceira harmônica. Isto é devido ao fato de que a curva de saturação dos núcleos dos transformadores comerciais sobe abruptamente e satura-se rapidamente, o que ocasiona uma distorção na corrente de magnetização. Assim, uma tensão sinusoidal pura (à freqüência fundamental) produz uma corrente de magnetização que contém a freqüência fundamental mais uma componente razoável da terceira harmônica. Em transformadores monofásicos, a corrente de magnetização é pequena comparada à corrente de carga, e a forma de onda da corrente resultante é apenas levemente distorcida.

Em transformadores trifásicos, entretanto, as três correntes de magnetização fundamentais têm suas fundamentais defasadas de 120°, mas as terceiras harmônicas estão *em fase* (bem como as 6.ª, 9.ª, 12.ª, etc., harmônicas). Disto resulta que, na *ausência de um circuito fechado* (como um sistema Y ou numa malha aberta), esta componente tripla de terceira harmônica produz uma terceira harmônica que aparece na forma de onda das tensões induzidas em cada enrolamento secundário. Se se fornece um circuito fechado, as harmônicas são suprimidas e não há distorção na tensão secundária.

Numa transformação Y-Y, entretanto, não há caminho fechado para a corrente da terceira harmônica, nem no primário nem no secundário, e as formas de onda da tensão de saída são distorcidas. A situação é contornada fornecendo-se um neutro aterrado no primário ou no secundário (ou em ambos), permitindo assim que haja um caminho fechado para as harmônicas de tensão e corrente, como mostra a Fig. 13-32. Podemos considerar a Fig. 13-32 como um diagrama genérico, que representa praticamente toda situação de aterramento. Por exemplo, numa transformação Y-Δ, o neutro primário do transformador é ligado ao *neutro da fonte*, e assim se suprimem as harmônicas. Numa transformação Δ-Y, o neutro secundário (como mostra a metade direita da Fig. 13-32) é ligado ou ao neutro de uma carga em delta ou de uma carga em Y (Fig. 13-33a). Quando se usa uma transformação Δ-Δ, não é necessário neutro, uma vez que a ligação em malha fornece um caminho fechado para as harmônicas do transformador.

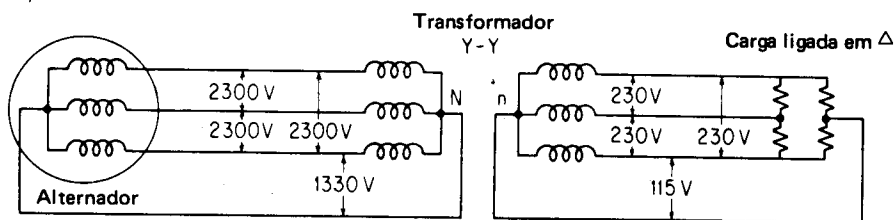



Fig. 13-32 — Alternador suprindo um transformador Y-Y com carga ligada em Δ.

[14]O escritor demonstrou em laboratório que, se o voltímetro é removido e um amperímetro CA é colocado no seu lugar, a tensão desaparece e a corrente circulante é zero! A terceira harmônica é imediatamente suprimida quando há uma malha *fechada* ou um delta.

13-16. IMPORTÂNCIA DO NEUTRO E MEIOS PARA OBTÊ-LO

O neutro é fundamental para a supressão das harmônicas num sistema Y-Y. Mas, além desta função, nos sistemas Y-Y, Δ-Δ, Y-Δ e Δ-Y, ele fornece as seguintes vantagens:

1. um caminho para as correntes desequilibradas devidas a cargas desequilibradas,
2. um meio pelo qual um serviço elétrico *duplo* pode ser fornecido (um sistema trifásico de tensões mais altas para motores e cargas de alta potência, e um sistema monofásico de tensões baixas monofásicas para iluminação e aplicação a cargas domésticas),
3. um meio pelo qual as tensões de fase (através de cargas ligadas em Y ou transformadores ligados em Y) são equilibradas em relação às tensões de linha.

Na Fig. 13-33a está representado um transformador Y-Y. O neutro da fonte (um alternador ou um transformador de mais alta tensão) é trazido aos neutros do primário e do secundário do transformador e também às cargas. O neutro da carga ligada em Y trifásica garante que um desequilíbrio nas correntes de fase não acarretará desequilíbrio nas tensões de fase. Cargas trifásicas ligadas em Δ o são através das linhas *a-b, b-c* e *c-a,* respectivamente como mostra a Fig. 13-33a. Como se mostra, as cargas monofásicas são ligadas entre uma fase e o neutro. Note-se que, para um secundário ligado em Y, a tensão monofásica é $V_L/\sqrt{3}$ ou 0,577 V_L, de acordo com a teoria dos circuitos trifásicos. Assim, se as tensões de linha secundárias são $V_L = 208$ V, as tensões de fase secundárias são $V_F = 120$ V (entre cada linha e o neutro). *Qualquer* linha de um secundário ligado em Y pode fornecer tensões monofásicas em relação ao neutro.

A Fig. 13-33b mostra uma transformação Δ-Δ. Apenas *um* secundário tem *tap* central ligado à terra. (Se se ligasse o *tap* central, ou mais de um secundário, isto implicaria em se curto-circuitarem os enrolamentos. O primário *nunca* é aterrado, porque isto implicaria em se curto-circuitar o transformador à fonte.) O secundário com o *tap* central fornece tensões monofásicas que são *metade* das tensões de linha ($V_L/2$). Note-se que cargas ligadas em Y ou em delta podem ser ligadas a secundários em delta de transformadores. Se a carga desequilibrada é ligada em Y, entretanto, as correntes desequilibradas produzem tensões de fase desequilibradas, como mostra o diagrama fasorial da Fig. 13-33b. Mais ainda, se as cargas monofásicas simples são desequilibradas, produz-se um desequilíbrio das tensões monofásicas devido às quedas nas linhas, na transmissão a três fios, pelas razões discutidas na Seç. 11-9. Assim, o neutro numa transmissão Δ-Δ não impedirá tensões trifásicas ou monofásicas desequilibradas, embora forneça um caminho para a circulação de correntes monofásicas desequilibradas, tendendo assim a reduzir o desequilíbrio de tensões.

Uma transformação Y-Δ é mostrada na Fig. 13-33c. Note-se que o neutro do primário é aterrado e ligado à fonte, para suprimir as harmônicas primárias. Um sistema monofásico a três fios é fornecido através do neutro central das linhas *b* e *c*. As linhas *a, b* e *c* podem suprir cargas ligadas em Y ou Δ. Os sistemas Y-Δ são usados, na maioria das vezes, como abaixadores em sistemas de distribuição, uma vez que os transformadores primários apenas necessitam ser isolados para

(a) Transformação Y-Y com cargas ligadas em Y, △ e 1 φ.

(b) Transformação △ - △ com cargas ligadas em Y e △.

(c) Transformação Y - △. (d) Transformação △ - Y.

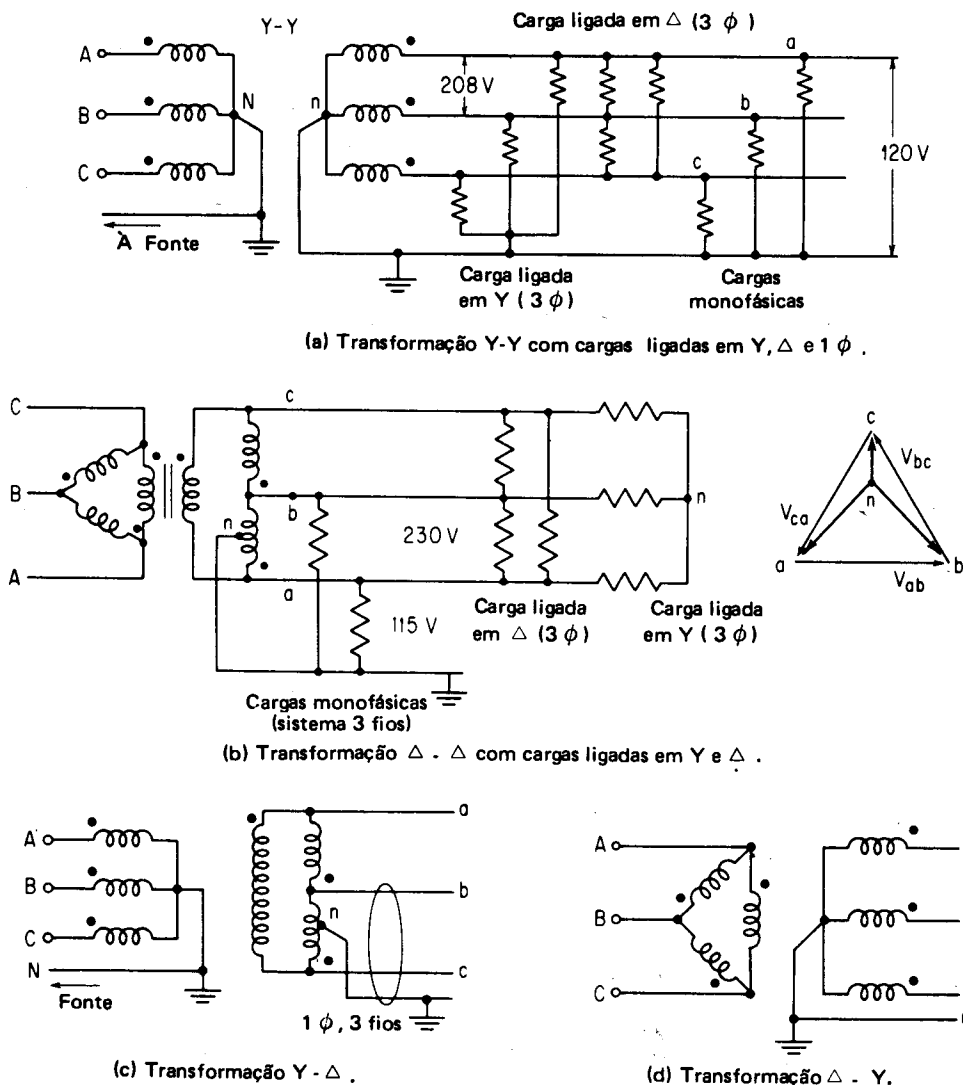



Fig. 13-33 — Cargas monofásicas e trifásicas e posição do neutro em várias transformações.

a tensão de fase, e não para a tensão de linha. Assim, a tensão primária nominal requerida para um transformador 23.000/230 V na configuração Y-Δ (como mostra a Fig. 13-33c) é apenas 13.300 V. Esta redução de tensão resulta numa economia considerável nos custos de construção para transformadores de alta tensão.

Semelhantemente, a transformação Δ-Y, mostrada na Fig. 13-33d, aplica-se à *transmissão em alta tensão*, porque fornece uma tensão secundária de linha maior que a tensão nominal do transformador secundário. Assim, uma transformação

de 230/23.000 V pode ser realizada com transformadores cujos secundários sejam de 13.300 V nominais. Note-se na Fig. 13-33d que é necessário um neutro secundário para a supressão das harmônicas para sistemas *Y-Y*.

13-17. RELAÇÕES DE TRANSFORMAÇÃO *V-V* — O SISTEMA DELTA ABERTO

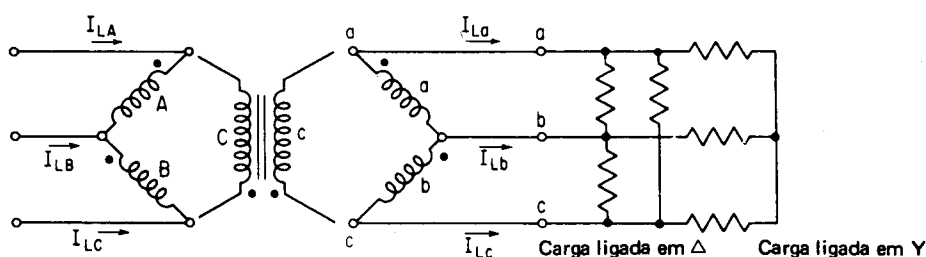
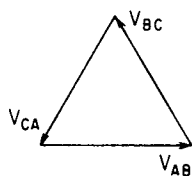
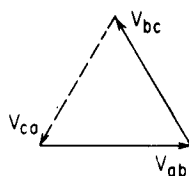
Se o primário de um transformador de um sistema Δ-Δ for acidentalmente aberto, o sistema continuará a entregar energia a uma carga trifásica. Se for o caso de um transformador monofásico defeituoso e, por isto, desligado e removido como mostra a Fig. 13-34a, a bancada resultante se chama *delta aberto* ou sistema *V-V*. O sistema continua a suprir potência trifásica às cargas ligadas em Δ ou *Y* sem alteração nas tensões, como se mostra nas Figs. 13-34b e c.

(a) Remoção de um transformador para o sistema Δ - Δ criando-se a bancada V-V.

(b) Tensões de linha aplicadas ao primário do sistema V-V.

(c) Tensões de linha secundárias produzidas pela bancada V-V.

Fig. 13-34 — Bancada transformadora V-V ou delta aberto e relações fasoriais.

A Fig. 13-34b mostra as relações fasoriais para as tensões de linha trifásicas aplicadas aos primários do sistema *V-V*. As relações fasoriais para as tensões de fase e de linha induzidas nos dois secundários estão mostradas na Fig. 13-34c. Note-se que as tensões de fase e linha são as mesmas. V_{ab} é a fem induzida na bobina secundária *a* do transformador. V_{bc}, por sua vez, corresponde à bobina *b*. A soma fasorial $V_{ab} + V_{bc}$ produz V_{ca}, como mostram as Figs. 13-34a e c. Conseqüentemente, o sistema *V-V* ainda produz três tensões de linha defasadas de 120°.

A potência suprida por transformador num sistema *V-V não* é a metade (50%) da potência total, mas sim 57,7%. Isto pode ser demonstrado como se segue.

Desde que cada transformador num sistema V-V agora entrega a corrente de linha (e não de fase), a potência suprida por transformador num delta aberto, comparada à potência total trifásica, é

$$\frac{\text{Potência por transformador}}{\text{Potência total trifásica}} = \frac{V_F I_F \cos\theta}{\sqrt{3}\, V_L I_L \cos\theta} = \frac{V_L I_L \cos\theta}{\sqrt{3}\, V_L I_L \cos\theta} =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{3}} = 0{,}577 \qquad (13\text{-}47)$$

A Eq. (13-47) também mostra que, se três transformadores em Δ-Δ estão suprindo carga nominal e um transformador é movido, a sobrecarga em cada um dos transformadores que permanece seria de 173%, uma vez que a recíproca da Eq. (13-47) é a relação da carga total para a carga por transformador. Finalmente, a relação acima também implica em que, se dois transformadores estão operados em V-V e com carga nominal, a adição de um terceiro transformador aumenta a capacidade total de 173,2% (ou de $\sqrt{3}$). Assim, um aumento no custo de 50%, para o terceiro transformador, permite um acréscimo da capacidade do sistema em 73,2%, ao convertê-lo de V-V em Δ-Δ.

EXEMPLO 13-25: Cada um dos transformadores da bancada Δ-Δ, mostrada no Exemplo 13-24, tem capacidade nominal de 20 kVA, 2.300/230 V e a carga suprida é de 40 kVA com $\cos\theta = 0{,}7$ em atraso. Se um transformador defeituoso for removido para reparos, calcule, para a conexão V-V

a. os kVA de carga supridos por transformador
b. a percentagem da carga nominal circulante em cada transformador
c. a capacidade nominal em kVA da bancada V-V
d. a relação entre as capacidades da bancada V-V e da Δ-Δ
e. o aumento percentual de carga em cada transformador quando um deles for removido.

Solução:

a. $\frac{\text{Carga em kVA}}{\text{transformador}}$, na ligação $V\text{-}V = \frac{40 \text{ kVA}}{1{,}73} =$

$$= \mathbf{23{,}1\ kVA/transformador} \qquad (13\text{-}47)$$

b. carga percentual por transformador =

$$= \frac{\text{carga em kVA/transformador}}{\text{kVA nominais/transformador}} = \frac{23{,}1 \text{ kVA}}{20 \text{ kVA}} \times 100 = 115{,}5\%$$

c. kVA nominais de bancada $V\text{-}V = \frac{\sqrt{3} \times \text{kVA nominais}}{\text{transformador}} =$

$$= 1{,}732 \times 20 \text{ kVA} = \mathbf{34{,}64\ kVA}$$

d. relação das capacidades $= \frac{\text{bancada } V\text{-}V}{\text{bancada } \Delta\text{-}\Delta} = \frac{34{,}64 \text{ kVA}}{60 \text{ kVA}} = 57{,}7\% \qquad (13\text{-}47)$

e. $\dfrac{\text{carga original em } \Delta\text{-}\Delta}{\text{transformador}} = \dfrac{40 \text{ kVA}}{3} = 13{,}33 \text{ kVA/transformador}$

$$\text{aumento percentual de carga} = \frac{\text{kVA/transformador em } V\text{-}V}{\text{kVA/transformador em } \Delta\text{-}\Delta} =$$

$$= \frac{23{,}1 \text{ kVA}}{13{,}33 \text{ kVA}} \times 100 = 173{,}2\%$$

Deve-se notar, a partir do Exemplo 13-25, que, quando a carga de cada transformador aumentou de 173%, como resultado da remoção de um transformador da bancada Δ-Δ, os transformadores não se sobrecarregaram demais como mostra o Exemplo 13-25b. Originariamente, a carga de cada transformador de 20 kVA na bancada Δ-Δ, que supria uma carga de 40 kVA, era 13,33 kVA. Assim, os transformadores em Δ-Δ, nos Exemplos 13-24 e 13-25 não estão fornecendo a sua capacidade nominal à carga.

Como resultado da ligação *V-V*, entretanto, a carga aumenta drasticamente em cada transformador, como mostra o Exemplo 13-25c, em 173,2%. Os dois transformadores em *V-V* estão, assim, carregando uma sobrecarga de 15,5% cada um. Esta sobrecarga deve ser mantida enquanto o terceiro transformador não for substituído.

O Exemplo 13-25 verifica a relação da Eq. (13-47) e o fato de que cada transformador carrega 57,5% da carga total e não 50%, como se dissera antes.

Companhias fornecedoras seguidamente tiram partido da relação acima, ao iniciarem um sistema trifásico pela ligação *V-V*, e acrescentam um terceiro transformador quando as condições de aumento de carga o exigirem. Este expediente é facilmente justificável, desde que o aumento de capacidade (73%) supra o do investimento adicional (50% dos 2 transformadores).

Tal como a ligação Δ-Δ (e *Y-Y*), o delta aberto ou *V-V*, não produz rotação de fase entre as tensões de linha primárias e secundárias, como mostra a Fig. 13-34b e c. Pode, portanto, ser ligada em paralelo com aqueles transformadores (para mesmas tensões de linha, primárias e secundárias) que não dão deslocamento angular (V. Tabela 13-1).

13-18. A TRANSFORMAÇÃO *T-T*

Como na transformação *V-V*, é possível usar apenas dois transformadores para executar uma transformação trifásica, se os ligarmos em *T-T*. Diferentemente de *V-V*, entretanto, a ligação *T-T* requer dois transformadores especiais, um diferente do outro. Como na *V-V*, a *T-T* tem seu nome derivado da aparência de sua ligação, como mostra a Fig. 13-35a.

Os transformadores especiais, requeridos pela ligação *T-T*, são um transformador de *equilíbrio* (*B*, *b* na Fig. 13-35a), cujas tensões nominais primária e secundária são 0,866 (ou 86,6%) das tensões nominais do transformador *principal* (A, a). O transformador principal é ou um transformador com *tap* central, ou um transformador com enrolamentos múltiplos, que tenha dois enrolamentos primário

(a) Ligação T-T do transformador.

(b) Tensão 3 φ aplicada. (c) Tensão induzida secundária. (d) Correntes secundárias.

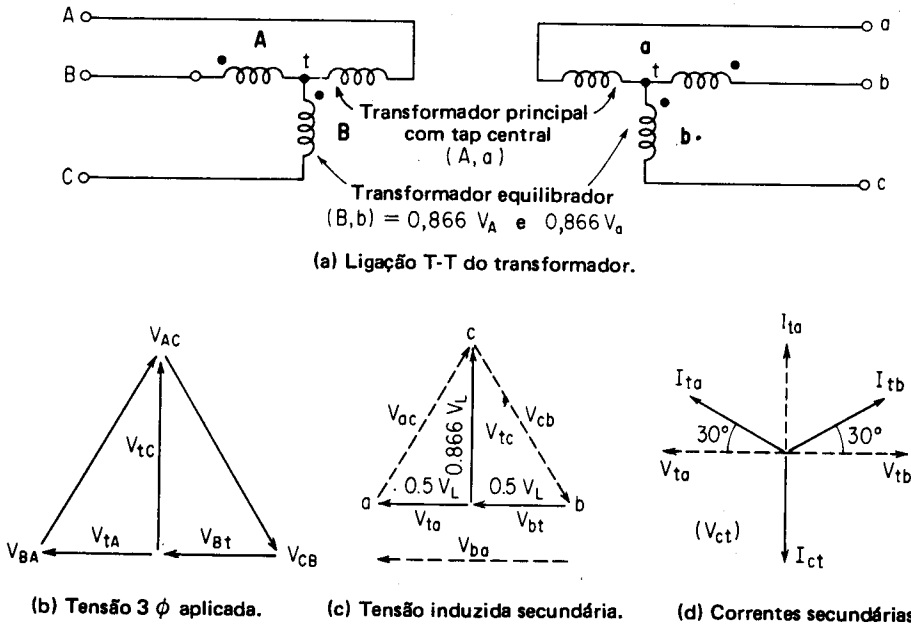



Fig. 13-35 — Ligação T-T do transformador e relações fasoriais.

e secundário, cuja tensão nominal *total* (ligação em série) é 1,15 (ou 115%) das tensões primária e secundária do transformador de equilíbrio, respectivamente.

As tensões trifásicas aplicadas ao primário do *T*, V_{AC}, V_{CB} e V_{BA} são resolvidas em V_{Bt}, V_{tA} e V_{tC} (para as polaridades instantâneas mostradas), segundo a Fig. 13-35b, onde *t* é a junção entre o transformador de equilíbrio e o *tap* central do transformador principal na Fig. 13-35a. As fem induzidas secundárias estão em fase com as componentes mostradas da tensão aplicada, e são representadas pelos fasores, em linha cheia na Fig. 13-35c. Como se pode ver pela Fig. 13-35c, a tensão de linha sólida V_{bc} é a soma fasorial de $V_{bt} + V_{tc}$. Uma vez que V_{bt} é 0,5 V_L onde V_L é a tensão de linha secundária e V_{tc} é 0,866 V_L, que é a tensão secundária do transformador de equilíbrio, então

$$V_{bc} = V_{bt} + V_{tc} \tag{13-48}$$

$$= 0{,}5\ V_L + j0{,}866\ V_L = V_L, \text{ a tensão de linha secundária} \tag{13-49}$$

Semelhantemente, como mostra a Fig. 13-35c, a tensão de linha V_{ac} é

$$V_{ac} = V_{at} + V_{tc}$$

$$= 0{,}5\ V_L + j0{,}866\ V_L = V_L, \text{ a tensão secundária de linha} \tag{13-50}$$

Enquanto a tensão de linha V_{ba} é

$$V_{ba} = V_{bt} + V_{ta}$$

$$= 0{,}5\ V_L + 0{,}5\ V_L = V_L \qquad (13\text{-}51)$$

Desde que as três tensões de linha secundárias, mostradas na Fig. 13-35c, são iguais (a V_L) elas constituem um triângulo eqüilátero e sua relação fasorial é de 120°, produzindo assim uma transformação trifásica verdadeira das tensões de linha originais aplicadas ao primário.

As relações fasoriais entre as correntes e as tensões para o transformador principal (de *tap*-central) e o transformador de equilíbrio, respectivamente, são mostradas na Fig. 13-35d. A soma fasorial das correntes é zero, como em qualquer sistema trifásico verdadeiro. Note-se, entretanto, que a corrente no transformador de equilíbrio I_{tc} está em fase (com cos $\theta = 1$) em relação à sua tensão V_{tc}. Mas, note-se também que as correntes no transformador principal adiantam-se ou atrasam-se, das tensões de fase, de 30°. Estas relações de correntes implicam numa *redução de capacidade* de ambos os transformadores, da forma que se segue.

A carga total suprida pelo transformador principal é

$$VA_{\text{principal}} = V_{ta}I_{ta} \cos 30^\circ + V_{tb}I_{tb} \cos 30^\circ$$

$$= 0{,}5\ V_L I_L \cos 30^\circ + 0{,}5\ V_L I_L \cos 30^\circ = V_L I_L \cos 30^\circ$$

$VA_{\text{principal}} = 0{,}866\ V_L I_L$ onde V_L e I_L são tensões e correntes de linha secundárias, respectivamente (13-52)

Embora a corrente de fase (e de linha) do transformador de equilíbrio esteja em fase com a respectiva tensão de linha, o dito transformador tem sua potência algo diminuída, uma vez que seu enrolamento tem capacidade de 0,866 V_L e assim

$$VA_{\text{transf. de equilíbrio}} = V_{ct}I_{ct} = (0{,}866\ V_L)\ I_L$$

$$= 0{,}866\ V_L I_L \qquad (13\text{-}53)$$

Como no caso de dois transformadores em *V-V*, o transformador de equilíbrio e o principal carregam, cada um, metade da carga total trifásica, desde que

$$VA_{\text{total}} = VA_{\text{principal}} + VA_{\text{de equilíbrio}}$$

$$\sqrt{3}\ V_L I_L = \frac{\sqrt{3}}{2}\ V_L I_L + \frac{\sqrt{3}}{2}\ V_L I_L = 0{,}866\ V_L I_L + 0{,}866\ V_L I_L \qquad (13\text{-}54)$$

Para transformações trifásicas, as relações acima mostram que não há vantagem em se usarem bancadas *T-T*, em comparação a *V-V*, por uma série de ra-

zões. Uma bancada *T-T* requer transformadores especiais (mais caros) e arranjos especiais de ligações. (A bancada *V-V* facilmente leva à adição de um terceiro transformador, e cada um deles é um transformador convencional monofásico.) Assim, se os transformadores são usados em *T-T*, a adição de um terceiro, para formar uma bancada Δ-Δ, é um caso difícil, porque o de equilíbrio tem a tensão de 0,866 V_L.

Pode também se mostrar que o fator de diminuição da capacidade de ambas as ligações, *T-T* e *V-V*, é o mesmo e, portanto, não há vantagem no uso da transformação *T-T*. A relação da carga nominal, por transformador na bancada *V-V*, para a carga total que cada transformador pode suprir (se ambos fossem usados como transformadores monofásicos) é

$$\frac{\text{kVA do } V\text{-}V}{2 \times (\text{kVA monofásicos})} \text{ ou } \frac{\sqrt{3}\ \text{kVA}}{2\ \text{kVA}} = 0{,}866$$

que é exatamente o mesmo fator que aparece para cada transformador na ligação *T-T*, como mostram as Eqs. (13-53) e (13-54).

Pelas relações acima, então, a bancada *T-T* tem pouca aplicação, exceto para servir de introdução à ligação Scott, dada na Seç. 13-19.

Como a *V-V* (*Y-Y* e Δ-Δ também), a ligação *T-T*, como se mostra nas Figs. 13-35b e c, não produz rotação de fase do primário em relação ao secundário. Pode então ser ligada em paralelo com quaisquer daqueles transformadores que não apresentem rotação de fase, desde que as tensões primárias e secundárias sejam iguais e a mesma polaridade instantânea seja preservada, como mostra a Tabela 13-1, abaixo.

TABELA 13-1

TIPOS DE TRANSFORMADORES QUE PODEM SER LIGADOS EM PARALELO[15]

COLUNA A (deslocamento de fase 0°)	COLUNA B (deslocamento de fase 30°)
Y-Y	Δ-*Y*
Δ-Δ	*Y*-Δ
T-T	
V-V	

A Tabela 13-1 mostra que um transformador *T-T* pode ser ligado em paralelo com transformadores *V-V*, *T-T*, *Y-Y* ou Δ-Δ, mas não pode com os *Y*-Δ ou Δ-*Y*. Assim, qualquer transformador da Coluna A pode ser ligado em paralelo

[15]Imaginando idênticas as tensões primária e secundária, bem como a apropriada consideração com respeito à seqüência de fases, polaridade instantânea e mesma rotação de fases (V. Seç. 13-14).

consigo e com os demais da Coluna A. Semelhantemente, qualquer transformador da Coluna B pode ser ligado em paralelo a outro idêntico e a qualquer um da Coluna B. Assim, um transformador Δ-Y pode ser ligado em paralelo a outro Δ-Y ou a uma bancada Y-Δ, uma vez que, para ambos os casos, uma rotação de fase de 30° é a produzida.

Transformadores da Coluna A não podem ser ligados a transformadores da Coluna B em nenhuma circunstância, porque os últimos produzem uma rotação de 30° entre as tensões primária e secundária.

13-19. TRANSFORMAÇÃO DE SISTEMAS TRIFÁSICOS PARA SISTEMAS BIFÁSICOS — A LIGAÇÃO SCOTT

Qualquer sistema *polifásico* pode ser transformado (usando a conveniente combinação de transformadores) em outro sistema *polifásico*. Dada uma fonte trifásica, é possível obter-se um sistema polifásico de 2 até 24 fases (ou mais).[16] É desejável o uso de transformadores para tanto, devido ao seu rendimento de conversão extremamente elevado.

O diagrama fasorial da Fig. 13-35c mostra as tensões de fase induzidas nos secundários dos transformadores T-T e sugere uma relação de quadratura entre os dois fasores. Esta é a mesma relação de fase que existe em sistemas de 2 ou de 4 fases. Ambas as transformações são feitas usando-se a chamada ligação Scott.

Como na ligação T-T, se requerem dois transformadores especiais com *taps*. O transformador principal, mostrado na Fig. 13-36a, tem um *tap* central primário (ou dois enrolamentos iguais ligados em série). O transformador de equilíbrio tem uma relação de transformação em tensão que é $\sqrt{3}/2$ ou 0,866 da relação do transformador principal. Os secundários de *ambos* os transformadores têm iguais relações de transformação em tensão e podem ter *tap* central (apenas para 4 fases, como mostra a Fig. 13-36b).

Um sistema bifásico a três fios é produzido quando se ligam as extremidades dos transformadores e se tira um condutor neutro a partir desta ligação, como mostra a Fig. 13-36a. Se os quatro terminais dos dois transformadores são disponíveis (*sem* qualquer ligação), é obtido um sistema bifásico a quatro fios. O diagrama fasorial da Fig. 13-36a verifica a relação entre as tensões de fase e de linha num sistema bifásico, usando a polaridade instantânea do transformador como se viu. A tensão entre as linhas, V_L, é

$$V_L = \sqrt{2}\ V_F = \sqrt{2} \cdot V_a = \sqrt{2} \cdot V_b \tag{13-55}$$

[16]É impossível o uso de transformadores para converter um sistema monofásico em trifásico para grandes quantidades de energia. Naturalmente, um motor monofásico acionando um alternador polifásico produzirá um sistema polifásico, mas o rendimento de uma tal conversão é o produto dos rendimentos das máquinas individuais. Uma conversão de rendimento algo mais elevada é conseguida ao utilizar-se o chamado conversor de fase a indução (V. Seç. 11-10). Pequenas quantidades de potência podem ser produzidas por um sistema monofásico utilizando uma rede de defasamento R-C para produzir um sistema bifásico, que pode, por sua vez, ser transformado num sistema de três ou mais fases.

(a) Transformação de trifásica a bifásica (3 fios).

(b) Transformação tetrafásica (5 fios).

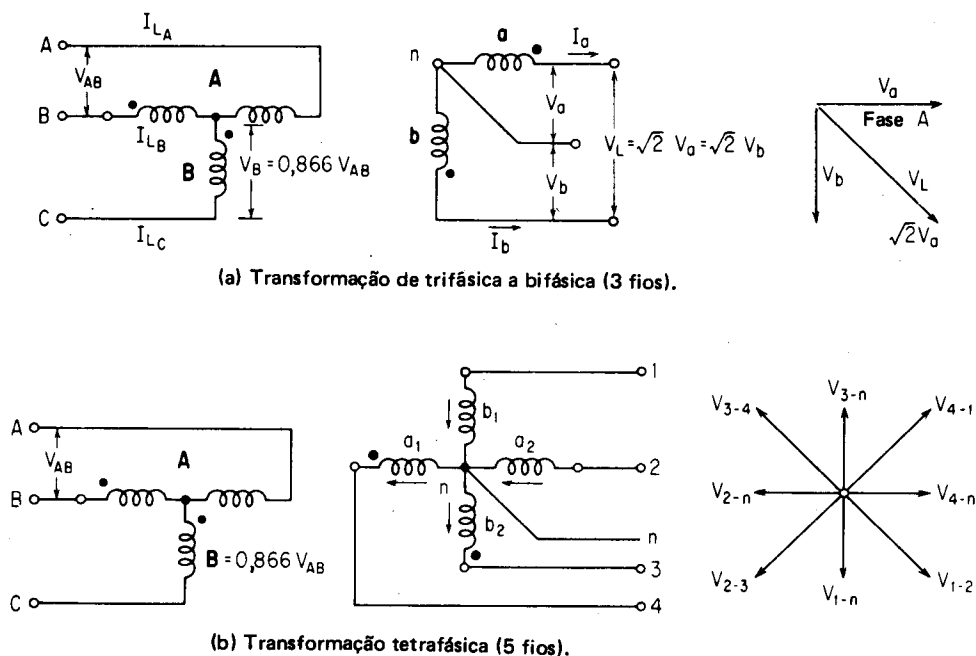



Fig. 13-36 — Ligações Scott para transformações 2 ϕ e 4 ϕ.

onde V_F é a tensão de fase ou a tensão induzida em qualquer dos transformadores, V_a ou V_b.

Um sistema bifásico a cinco fios é produzido quando se ligam os *taps* centrais dos secundários dos transformadores e se traz um condutor neutro a partir desta junção, como mostra a Fig. 13-36b. Tal sistema é, por vezes, chamado de sistema tetrafásico (ou de 4 fases) a 5 condutores. Como se mostra através do diagrama fasorial, ele produz quatro tensões de linha e quatro tensões de fase (entre linha e neutro). As quatro tensões de linha estão deslocadas, umas das outras, de 90°, e o mesmo vale para as tensões de fase. As tensões de linha são a soma fasorial das tensões entre duas fases e guardam a mesma relação dada na Eq. (13-55), ou seja $V_L = \sqrt{2}\ V_F$.

A ligação Scott é usada para produzir potência trifásica a partir de alimentadores bifásicos (ou vice-versa), em quantidades suficientemente grandes para operar motores e outros equipamentos polifásicos à sua tensão nominal. Assim, uma ligação que seja suprida em 115/110 V, por um sistema bifásico a três fios, pode facilmente usar um motor em gaiola trifásico de 440 V, com uma perda de potência relativamente baixa, usando uma transformação Scott do sistema bifásico ao trifásico, como se mostra no Exemplo 13-26 abaixo. O confronto entre a aquisição de um novo motor especial contra a utilização de um facilmente disponível, mais o custo dos transformadores, faz com que esta última hipótese seja a menos dispendiosa (os transformadores custam menos que as máquinas rotativas para a mesma capacidade).

As relações de tensão e corrente para a ligação Scott provêm das hipóteses de rendimento unitário e relação de transformação unitária. Assim, da Fig. 13-36a,

Potência de saída do sistema 2ϕ (kVA) = Potência de entrada do sistema 3ϕ (kVA) ou

$2\ V_a I_a = \sqrt{3}\ V_L I_L$, mas para relação unitária, $V_L/V_a = 1$ e

$2\ I_a = \sqrt{3}\ I_L$, produzindo cada uma das correntes 2ϕ $(I_a,\ I_b)$ na saída

$$I_a = I_b = \frac{\sqrt{3}}{2}\ I_L \text{ para a relação de transformação unitária.}$$

Da Eq. (13-6), desde que os ampère-espiras de carga secundários de qualquer transformador devem ser igualados aos primários (desprezando a corrente de magnetização), podemos escrever

$I_a N_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} I_L N_1$ e, desde que a relação de transformação α é N_1/N_2 e o rendimento é η, teremos

$$I_a = \frac{\sqrt{3}}{2}\ I_L\ \alpha\ \eta = I_b \text{ para a transformação de } 3\phi \text{ a } 2\phi \qquad (13\text{-}56a)$$

e

$$I_a = \frac{\sqrt{3}}{2}\ \frac{I_L}{\alpha\eta} = I_b, \text{ para a transformação de } 2\phi \text{ a } 3\phi \qquad (13\text{-}56b)$$

onde I_a e I_b são as correntes de linha 2ϕ
I_L é a corrente (equilibrada) de linha 3ϕ
α é a relação de transformação do primário ao secundário
η é o rendimento dos transformadores

EXEMPLO 13-26: Um motor de indução em gaiola 3 ϕ, de 100 HP, 440 V com cos θ = 0,8 deve ser operado a partir de uma fonte 115/110 V, 2 ϕ. Supondo que o transformador escolhido tem um rendimento de 98% à plena carga, calcule
a. a corrente de linha do motor (V. Apêndice A-5)
b. a relação de transformação
c. a corrente primária dos transformadores Scott
d. os kVA nominais para o transformador principal e o de equilíbrio.

Solução:

a. $I_L = 123\ \text{A} \times 1{,}25 = 154\ \text{A}$

b. $\dfrac{N_1}{N_2} = \alpha \dfrac{V_a}{V_L} = \dfrac{110\ \text{V}}{440\ \text{V}} = \dfrac{1}{4}$

c. $I_a = \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{I_L}{\alpha\eta} = \frac{\sqrt{3}}{2} \times \frac{154}{0,25 \times 0,98} = 544$ A (13-56b)

d. $\text{kVA} = \frac{V_a I_a}{0,866 \times 1.000} = \frac{110 \text{ V} \times 544 \text{ A}}{0,866 \times 1.000} = 69,1$ kVA (13-53)

13-20. TRANSFORMAÇÃO DE SISTEMAS TRIFÁSICOS EM HEXAFÁSICOS

Devido ao seu rendimento relativamente alto, os transformadores são dispositivos excelentes para a transformação polifásica e para fornecer sistemas de um maior número de fases, a partir de sistemas 3ϕ. Tais sistemas são particularmente úteis nas retificações à meia onda e à onda completa, devido às suas componentes de *ripple* relativamente pequenas (Seç. 13-21). Assim, onde são necessárias grandes potências CC não é muito raro que se faça a conversão de sistemas 3ϕ em 6, 12 ou mesmo 24ϕ, usando transformadores e os convenientes retificadores de estado sólido para meia onda ou onda completa. Conquanto a teoria de transformação de ordem mais elevada esteja além do que este livro pretende abordar, a presente seção fornecerá uma introdução à teoria da transformação polifásica, ao cobrir as 5 transformações básicas de sistemas 3ϕ em 6ϕ.

O tipo de transformador requerido para uma transformação verdadeira[17] de um sistema 3ϕ em 6ϕ é o que tem duas tensões secundárias separadas e iguais.

(a) Transformador típico (um dos 3 usados). (b) Ligações primárias.

(c) Polaridades secundárias. (d) Sentidos fasoriais das tensões induzidas. (e) Carga 6 ϕ (ligação em malha).

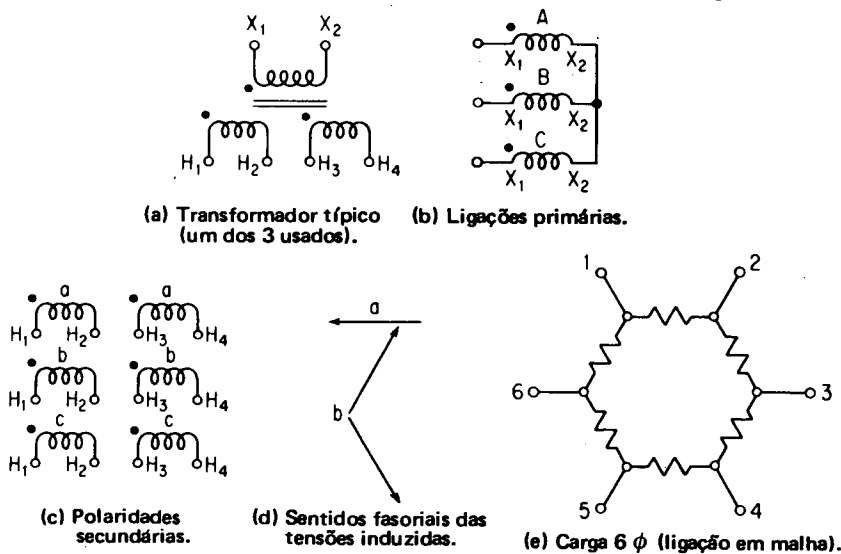



Fig. 13-37 — Transformador típico requerido para a verdadeira transformação 3 ϕ em 6 ϕ, com ligações primárias, sentido fasorial das tensões secundárias e carga 6 ϕ.

[17]Uma transformação verdadeira é aquela na qual se produz o sistema polifásico (desejado) no secundário, sem que seja necessário recorrer à interligação dos terminais secundários à *carga*. Somente as ligações estrela ou em malha produzem um *verdadeiro* sistema polifásico.

São necessários três destes transformadores monofásicos (embora possa ser usado um transformador polifásico com 6 enrolamentos secundários separados), como mostra a Fig. 13-37a. (Para a conversão verdadeira a 12ϕ são requeridos transformadores com quatro secundários separados; para 24ϕ é o caso de 8 secundários separados, e assim por diante.)

Os três transformadores são ligados em Y (embora a ligação Δ possa ser usada) a uma fonte 3ϕ, com atenção à polaridade instantânea, como mostra a Fig. 13-37a. Para a aplicação mostrada, se se deseja produzir um sistema 6ϕ de alta tensão, então temos primários de baixa tensão e secundários de alta tensão. (A *mesma* ligação primária será usada para *todos* os 5 tipos de transformações 6ϕ mostrados, e somente as ligações secundárias são mostradas nas Figs. 13-38 a 13-42, já que se trata de ligações diferentes.) Note-se que a polaridade instantânea e o sentido dos fasores da tensão induzida em cada secundário são mostrados nas Figs. 13-37c e d, respectivamente. Estas tensões estão defasadas de 120°, já que são provenientes de uma fonte trifásica, como seria de esperar. Assim, os terminais instantâneos (pontuados), mostrados na Fig. 13-37c, têm o sentido instantâneo dos fasores correspondentes mostrado no diagrama fasorial da Fig. 13-37d.

Uma carga típica 6ϕ de ligação em malha é mostrada na Fig. 13-37c. Esta carga com seus terminais (de 1 a 6) será a utilizada para carregar todos os tipos de transformações 6ϕ mostrados abaixo.

13-20.1 ESTRELA 6ϕ

A primeira transformação mostrada é a estrela 6ϕ. Na ligação estrela genérica, uma das extremidades de cada bobina é ligada a um ponto comum (assim, o Y é um *caso particular* da *estrela*). Os fins de todos os enrolamentos secundários, H_2, são ligados juntos, e os H_3, dos outros três enrolamentos, também; *ambos* os pontos são ligados a uma junção *comum, n,* como mostra a Fig. 13-38a. Os 6 terminais livres são trazidos para fora e numerados de 1 a 6 e são, por sua vez, ligados aos terminais 1 a 6 da carga 6ϕ como mostra a Fig. 13-38a.

Mesmo que as extremidades livres não sejam ligadas a uma carga 6ϕ, a estrela 6ϕ produz um sistema 6ϕ verdadeiro, como atestam as seguintes razões:

1. A tensão E_{n1} entre o terminal 1 da linha e o neutro tem o mesmo sentido que o da polaridade do fasor H_2-H_1, da bobina a, visto nas Figs. 13-38a e b.
2. A tensão E_{n2} entre o terminal 2 da linha e o neutro tem o sentido oposto em relação ao da polaridade do fasor H_4-H_3, da bobina b, visto nas Figs. 13-38a e b.
3. Assim, as tensões E_{n1} a E_{n6} podem ser desenhadas no diagrama fasorial como mostra a Fig. 13-38b.
4. As tensões de linha E_{61}, E_{12}, E_{23}, etc., são indicadas pela dupla notação de subíndices. Assim, $E_{61} = E_{6n} + E_{n1}$. Isto é a mesma coisa que traçar uma linha entre as extremidades de E_{n6} e E_{n1} no diagrama fasorial da Fig. 13-38b.
5. Note-se que, na ligação estrela 6 ϕ, o valor absoluto das tensões de linha (E_{12}, E_{23}, etc.) é o mesmo que o das tensões de fase (medido entre fase e neutro, que é o mesmo que a tensão da bobina).
6. Assim, mesmo na ausência da carga, existe a relação mostrada no diagrama fasorial da Fig. 13-38b, e a estrela 6 ϕ é um verdadeiro sistema 6 ϕ.

Quando os terminais de 1 a 6 da fonte 6ϕ são ligados aos terminais de 1 a 6 da carga 6ϕ, a mesma tensão de linha é aplicada a cada um dos elementos da carga ligada em malha, como mostra a Fig. 13-38a, supondo-se que não há queda nas impedâncias internas devida à carga nos enrolamentos secundários do transformador.

(a) Ligação secundária para uma estrela 6 ϕ alimentando uma carga 6 ϕ.

(b) Diagrama fasorial da estrela 6 ϕ.

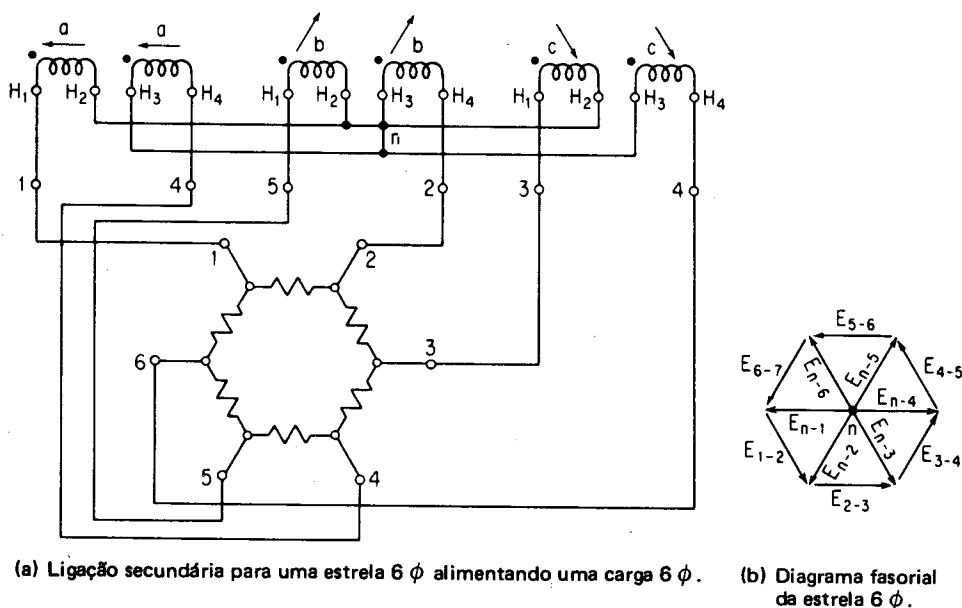



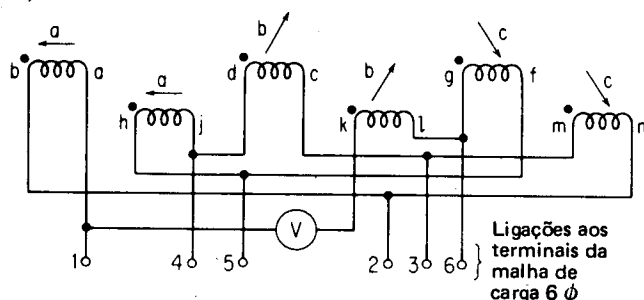
Fig. 13-38 — Ligações secundárias da estrela 6 ϕ e diagrama fasorial.

13-20.2 A MALHA 6ϕ

As ligações secundárias para uma malha 6ϕ são mostradas na Fig. 13-39a. Note-se que, antes de fechar a malha, como no caso do Δ secundário (Seç. 13-14), é necessário inserir um voltímetro, para se ter segurança de que a soma fasorial de todas as tensões ligadas em série, através da malha, seja zero. Uma tabela de ligações é mostrada na Fig. 13-39b, para simplificar as ligações e também verificar o diagrama fasorial mostrado na Fig. 13-39c. As extremidades das bobinas foram identificadas por letras, para simplificar a referência às ligações das mesmas.

O diagrama fasorial da Fig. 13-39c é obtido como se segue:

1. Começa-se com a bobina *a-b* que serve de referência. Com *b* ligado a *n* (ver tabela), a tensão *n-m* deve ter o sentido oposto mostrado (já que a ponta da seta corresponde ao ponto).
2. Com o terminal *m* ligado a *c*, a tensão na bobina *c-d* está no sentido mostrado (ponta da seta correspondendo ao ponto).
3. A tensão na bobina *h-j* está conforme se mostra, mas queremos a tensão *j-h*, desde que *d* é ligado a *j*. Desta maneira, o fasor é invertido na Fig. 13-39c.

4. Com h ligado a f, o fasor f-g está no sentido mostrado.
5. Com j ligado a l, o fasor k-l está no sentido mostrado. Mas queremos o fasor l-k o que significa uma inversão de fase. Isto nos traz de volta a a-b, a bobina de referência.

(a) Ligações secundárias para malha 6 ϕ.

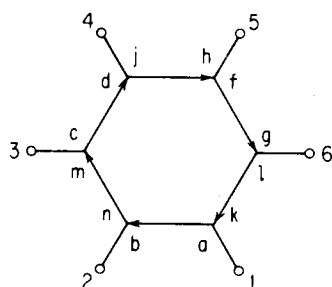
(b) Tabela de ligações.

(c) Diagrama fasorial e ligações aos terminais da carga (carga igual à da Fig. 13-38 a).

Fig. 13-39 — Ligações secundárias da malha 6 ϕ (carga igual à da Fig. 13-38 a).

Note-se que o diagrama fasorial da malha mostrado na Fig. 13-39c produz um sistema de tensões 6ϕ verdadeiro entre os terminais das linhas de 1 a 6, respectivamente, independentemente de ligação a uma carga 6ϕ, e que as tensões de linha e de fase na malha são as *mesmas.*[18]

Ocasionalmente, quando se liga a malha 6ϕ, (Fig. 13-39a), uma tensão devida às harmônicas aparece no voltímetro, se o neutro de Y primário não está aterrado. O aterramento do neutro primário (ou a ligação dos primários em delta) eliminará esta tensão de harmônicas (Seç. 13-15).

13-20.3 O 6ϕ DIAMETRAL

O leitor observador poderá descobrir, examinando as Figs. 13-38a e 13-39a, que há uma maneira particular de ligar à carga as ligações estrela e malha

[18]Por definição, esta relação se mantém em *qualquer* sistema em malha (o delta 3ϕ, a malha 6ϕ, 12ϕ, e assim por diante), uma vez que a tensão de fase da malha é a sua mesma tensão de linha.

6ϕ (1-4-5-2-3-6). As extremidades opostas do primeiro transformador ligado em estrela são trazidas aos terminais 1 e 4 da carga. As extremidades opostas do segundo transformador ligado em estrela são trazidas aos terminais 5 e 2 e as do terceiro aos terminais 3 e 6. Isto sugere a possibilidade de realizar uma transformação de um sistema 3ϕ em 6ϕ sem se utilizarem transformadores especiais ou mesmo *taps* centrais!

Esta possibilidade é a de utilizar-se a ligação diametral mostrada na Fig. 13-40a. Se as extremidades de polaridades opostas (diametrais) de cada secundário do transformador são ligadas à carga na seqüência 1-4-5-2-3-6 mostrada, aparecerá uma tensão 6ϕ de linha nos terminais daquela, como se vê na Fig. 13-40b. Note-se que, na ausência da ligação de carga, as fem induzidas nos secundários dos transformadores *a, b* e *c* são deslocadas de 120°, como mostram as Figs. 13-40a e b. Ligando extremidades diametralmente opostas na conveniente seqüência aos terminais de carga, como mostra o diagrama fasorial da Fig. 13-40b, automaticamente se criam 6 tensões de linha que estão convenientemente defasadas, de modo a formar um sistema 6ϕ: E_{12}, E_{23}, e assim por diante, como se vê.

Como se pode notar na Fig. 13-40b, a relação entre a fem induzida em cada enrolamento (completo) secundário, E_{14}, e a tensão de linha típica 6ϕ, $E_{12} = E_{6\phi}$ é

$$E_{12} = \frac{E_{14}}{2}$$

e então

$$E_{6\phi} = \frac{E_{3\phi}}{2} = E_F \tag{13-57}$$

onde $E_{3\phi}$ é a fem induzida secundária em cada transformador e
E_F é a fem induzida por "fase" em cada bobina (H_1-H_2 ou H_3-H_4) para um transformador de 2 enrolamentos (se usado).

(a) Ligações secundárias para carga 6 ϕ diametral (mesma da Fig. 13-38 a).

(b) Diagrama fasorial quando interligado através da carga 6 ϕ.

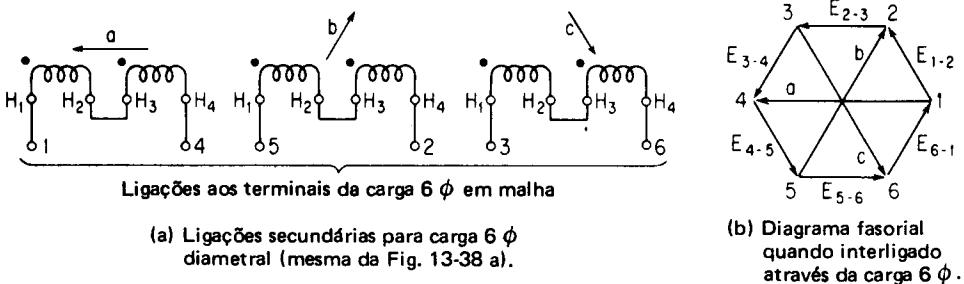



Fig. 13-40 — Ligações secundárias 6 ϕ diametrais e diagrama fasorial.

A ligação diametral é, talvez, a mais simples de todas as ligações de 3ϕ a 6ϕ, porque não há interligação necessária entre os secundários, nem se necessita de transformadores especiais. (Três transformadores isolados monofásicos idênti-

cos podem ser usados.) *Não* é produzido um verdadeiro sistema 6ϕ, pois, se uma das linhas da carga 6ϕ é aberta ou se se abre uma ligação na malha 6ϕ da carga, a relação fasorial da Fig. 13-40b retorna ao simples sistema 3ϕ.

13-20.4 DUPLO-Y 6ϕ

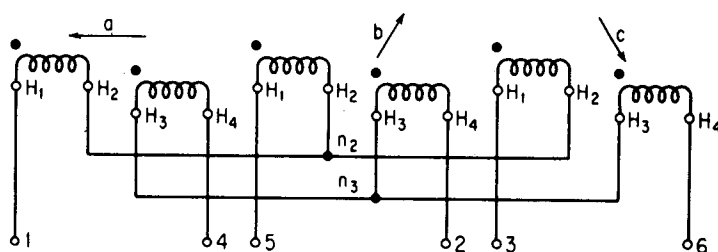
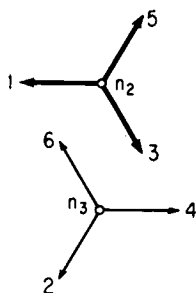
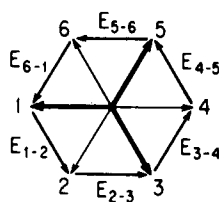
Dois outros sistemas, que também não são "verdadeiros" sistemas 6ϕ, são mostrados nas Figs. 13-41 e 13-42. Ambos os sistemas (o duplo-Y e o duplo-Δ) requerem interligação à carga para produzirem tensões de linha 6ϕ. Uma vez que eles são algo mais complicados nas ligações requeridas, são raramente usados em comparação ao diametral, exceto se se deseja uma alteração na tensão de linha secundária (como é o caso do duplo-delta).

(a) Ligações secundárias para o duplo-Y 6 ϕ (neutros não estão ligados).

(b) Diagrama fasorial para duplo-Y.

(c) Diagrama fasorial para interligação através da malha da carga 6 ϕ.

Fig. 13-41 — Ligações secundárias do duplo-Y 6 ϕ e diagramas fasoriais.

(a) Ligações secundárias a um duplo-Δ 6 ϕ.

(b) Tabela de ligações.

(c) Diagramas fasoriais para duplo-Δ.

(d) Diagrama fasorial do duplo-Δ interligado através de uma carga em malha 6 ϕ.

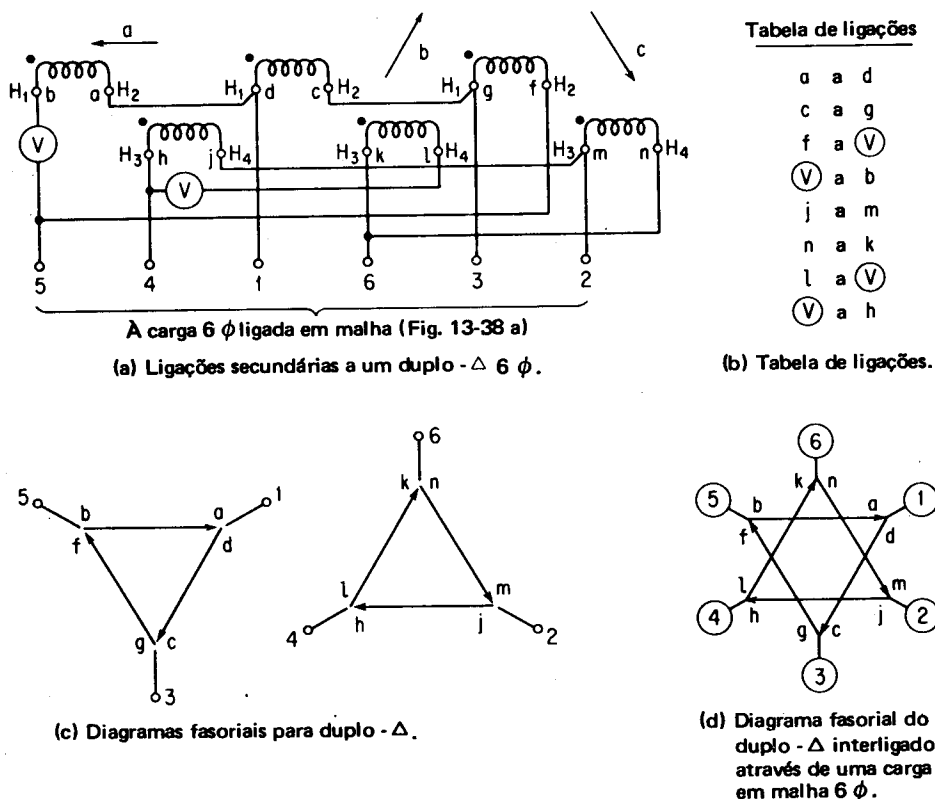



Fig. 13-42 — Tabela das ligações secundárias em duplo-Δ 6 ϕ e diagrama fasorial.

A ligação duplo-Y é mostrada na Fig. 13-41a. Um exame detalhado revela que ela é quase a mesma coisa que a estrela 6ϕ (Fig. 13-38a), com uma exceção — os dois neutros das ligações Y na ligação estrela dupla (n_2 e n_3) *não* são ligados ao ponto comum. Assim, como mostra o diagrama fasorial da Fig. 13-41b, dois sistemas 3ϕ em Y independentes são produzidos com os terminais 1, 3 e 5 e com os 2, 4 e 6, respectivamente.

A ligação a uma malha de carga 6ϕ superpõe os fasores (3ϕ) da Fig. 13-41b à carga 6ϕ, como mostra a Fig. 13-41c, produzindo tensões de linha deslocadas de 60° como em qualquer sistema 6ϕ. Como no caso da estrela 6ϕ, o valor das tensões de linha 6ϕ é o mesmo das tensões de fase (medidas do neutro a qualquer linha) e ainda o mesmo das tensões de quaisquer bobinas secundárias (H_1-H_2 e H_3-H_4).

13-20.5 O DUPLO-DELTA 6ϕ

O *duplo-delta* é a malha análoga ao duplo-Y. Duas ligações separadas delta 3ϕ são feitas com polaridade instantânea oposta, como mostra a Fig. 13-42a. O

primeiro delta usa as bobinas H_1-H_2 enquanto o segundo usa as H_3-H_4. Como no caso de qualquer sistema em malha, se requer o uso de voltímetros antes do fechamento do delta, conforme mostram a Fig. 13-42a e a tabela de ligações da Fig. 13-42b. As relações dos fasores individuais do delta 3ϕ são mostradas na Fig. 13-42c para cada delta independente formado pelas ligações secundárias, bem como as suas ligações aos terminais de linha da carga 6ϕ.

A ligação da carga em malha 6ϕ superpõe os fasores (3ϕ) da Fig. 13-42c à carga 6ϕ, como mostra a Fig. 13-42d, produzindo tensões de linha deslocadas de 60°, como em qualquer sistema 6ϕ. O duplo-delta difere de todos os outros sistemas discutidos acima num importante aspecto: ele produz uma tensão de linha (E_L) que é menor que a tensão de fase (E_f). Como mostra a Fig. 13-42d, a tensão de linha 6ϕ E_{12} é menor que a tensão de bobina 3ϕ $E_{cd} = E_{13} = E_f$ que é a tensão de fase. A relação entre eles é

$$E_L = \frac{E_f}{\sqrt{3}} = 0{,}577\ E_f \tag{13-58}$$

onde todos os termos foram definidos acima.

13-21. USO DE TRANSFORMAÇÕES POLIFÁSICAS EM CONVERSÃO DE POTÊNCIA

Além do seu uso em CA, para a transformação 3ϕ em altas tensões da energia gerada, para transmissão mais econômica e posterior transformação em tensões mais baixas, para fins de distribuição, os transformadores são também usados na conversão de CA em CC. A transformação polifásica de sistemas 3ϕ em 6ϕ, e mesmo num maior número de fases, é um passo no processo de retificação. Podem ser apontadas várias vantagens para a retificação polifásica em relação à monofásica, tais como:

1. menor quantidade de *ripple* da freqüência fundamental, ou de harmônicas de ordem superior na forma de onda de saída, permitindo o uso de filtros menos complexos,
2. os transformadores são usados com rendimento maior, uma vez que a relação da potência CC de saída por kVA do transformador é maior na conversão polifásica,
3. a relação entre a tensão CC e CA (valor médio quadrático) cresce com o número de fases,
4. o rendimento total do processo de conversão cresce. Isto é importante quando são grandes as potências CA a serem convertidas a CC.

É muito mais eficiente, assim, para uma companhia suprir em CA um consumidor que requer grandes potências CC, através da transmissão de energia por linhas de transmissão 3ϕ a altas tensões. Os transformadores são, então, usados eficientemente para (1) fornecer uma tensão secundária adequada à retificação e (2) transformar o suprimento 3ϕ em 6 ou mais fases, para obter as vantagens citadas acima.

A Tabela 13-2 da página seguinte mostra uma comparação entre os vários fatores que influem na escolha do número de fases a ser usado para uma retificação ótima. A primeira fila mostra a relação da tensão de saída para a tensão de fase CA, V_{cc}/V_{f2}. A relação aumenta com o número de fases até um máximo teórico de 1,414. Ela representa, efetivamente, uma medida da componente útil CC em relação ao *ripple*. Pareceria, assim, que se se utilizasse a retificação a partir de um sistema 12ϕ (ou mesmo 24ϕ), o valor máximo teórico de pico em CA fosse praticamente alcançado dentro de um por cento (V. Fig. 13-44b). Note-se que, para qualquer onda sinusoidal, $E_m = 1{,}414\ E_{f2}$, onde E_{f2} é a tensão de fase secundária do transformador, e este é o valor limite da CC.

TABELA 13-2

COMPARAÇÃO ENTRE SISTEMAS POLIFÁSICOS DE RETIFICAÇÃO

NÚMERO DE FASES, n	1 (onda completa)	3	6	12	∞
$\frac{V_{cc}}{V_{f2}}$	0,9	1,17	1,35	1,4	1,414
$\frac{E_h}{V_{cc}}$	0,667	0,25	0,057	0,014	0
$\frac{P_{cc}}{VA_2}$	0,54	0,675	0,551	0,400	0

A segunda fila da Tabela 13-2 mostra a relação E_h/V_{cc} (amplitude da maior das harmônicas para tensão de saída CC), relacionada ao aumento do número de fases. Aqui, novamente, conforme cresce o número de fases, o conteúdo de harmônicas reduz-se, e isto reduz consideravelmente o *ripple* CA. Este fator também tende a ditar o uso de transformadores de maior número de fases para a conversão e a retificação.

A última fila da Tabela 13-2 fornece a relação entre a potência retificada e a capacidade em VA do enrolamento secundário do transformador. Esta relação é, às vezes, chamada fator de *utilização*. Um fator de utilização baixo significa um maior custo do transformador para a quantidade de potência CC produzida. Pode-se mostrar que o fator de utilização seria teoricamente máximo para 2,7 fases. Assim, nota-se que a retificação 3ϕ fornece a conversão mais eficiente em termos de custo do transformador, apesar do elevado conteúdo de *ripple* e da baixa relação entre o valor quadrático da tensão CC e CA.

A Fig. 13-43 mostra o caso de um transformador Δ-Y, com um primário de alta tensão e um secundário de baixa tensão, usado para conversão com elementos de estado sólido para a retificação em meia onda. O primário está ligado em delta para suprimir as harmônicas. O neutro secundário é aterrado pela mesma razão. Ainda assim, para a maioria das aplicações comerciais que envolvem grandes quantidades de potência CC, o circuito da Fig. 13-43 é grandemente indesejável, a despeito do fator de utilização mais alto do transformador. A componente de

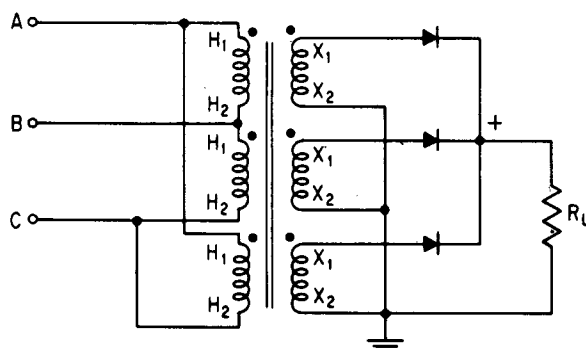



Fig. 13-43 — Retificação trifásica em meia onda.

corrente CC é sempre do mesmo sentido em cada enrolamento secundário e isto resulta numa corrente de excitação muito alta devido à magnetização CC do núcleo de ferro. O efeito resultante é o sobreaquecimento do transformador. Este fato, e mais as desvantagens do alto conteúdo de *ripple* e da baixa relação entre as tensões CC e CA média quadrática, dita a utilização da retificação 6ϕ, apesar do fator de utilização algo mais baixo do transformador.

13-21.1 RETIFICAÇÃO 6ϕ DE MEIA ONDA USANDO DÍODOS

A ligação estrela 6ϕ é preferida para a maioria das transformações 3ϕ a 6ϕ, porque fornece um neutro 6ϕ (aterrável), bem como por se tratar de um sistema 6ϕ *verdadeiro*. Usa-se um total de 6 retificadores de estado sólido, com tensão de pico inversa e corrente nominal convenientes[19], para fornecer uma saída em meia onda retificada a partir da tensão 6ϕ secundária.[20] Se se deseja ajustar a tensão CC de saída, dependendo do custo relativo e da quantidade de potência envolvida, dois métodos são comumente empregados. Um *variac* trifásico pode ser usado na entrada, para variar a tensão de suprimento aos transformadores ligados em delta, variando-se assim, a tensão secundária de fase E_{f2} e a tensão de saída CC, V_{cc} na Fig. 13-44a. Alternativamente, podem se usar tiristores (SCRs) em lugar dos díodos de D_1 a D_6, em combinação com um circuito que forneça deslocamento de fase, para controlar a tensão de saída CC (Fig. 13-45).

A forma de onda produzida pelos seis díodos é mostrada na Fig. 13-44b, na *ausência* do capacitor de filtro C (mostrado na Fig. 13-44a). O efeito de adicionar-se um capacitor de filtro à onda de saída é mostrado na Fig. 13-44c.

---

[19]Com relação a isto, tiristores de alta corrente são disponíveis normalmente até 500 A de corrente nominal, com tensão de pico inversa de 1.200 V (GE tipo A295PN).

Semelhantemente, se dispõem de tiristores para 470 A, com tensões de pico inversas de 1.200 V (GE tipo C290PB).

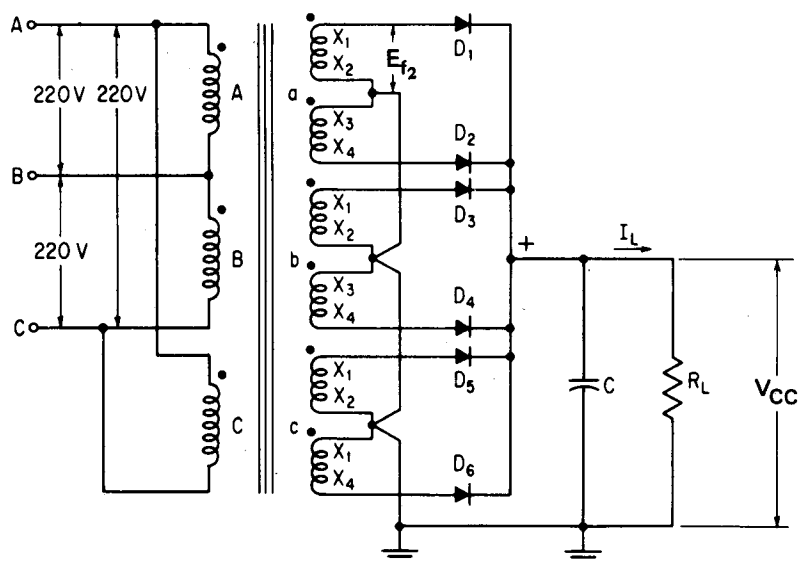
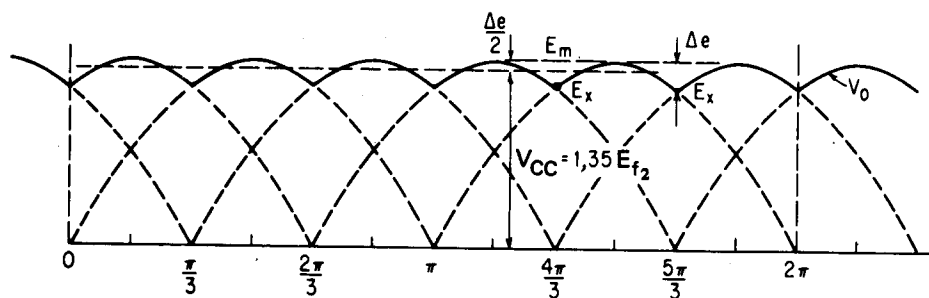
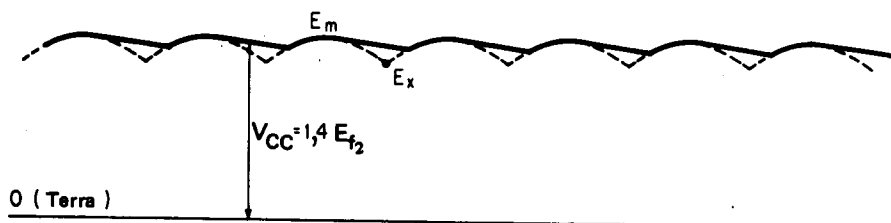
[20]A retificação à onda completa requer 12 díodos, de cada lado dos 6 enrolamentos do transformador mostrados na Fig. 13-44a. Isto envolve uma possível perda do neutro, para o caso de falha num díodo no lado do neutro. Conseqüentemente, a transformação a 12ϕ em meia onda é preferida em relação à 6ϕ onda completa, utilizando o mesmo número de díodos (12), apesar do seu fator de utilização algo mais baixo.

(a) Ligações 3 ϕ para 6 ϕ visando retificação em meia onda através da estrela 6 ϕ.

(b) Forma de onda de saída sobre R_L sem capacitor como filtro.

(c) Forma de onda de saída sobre R_L com capacitor como filtro.

Fig. 13-44 — Retificação delta-estrela 3 para 6 ϕ.

Note-se que a onda de saída da Fig. 13-44b contém uma componente de *ripple* relativamente pequena, de modo que varia de E_m a E_x, onde $E_m = 1{,}414\ E_{f2}$. O valor médio da onda CC retificada para a onda de saída da Fig. 13-44b é[21]

$$V_{cc} = 1{,}35\ E_{f2} \tag{13-59}$$

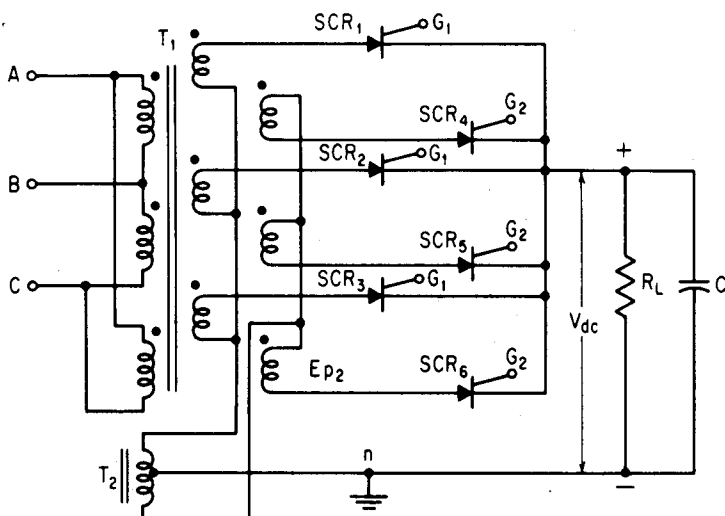
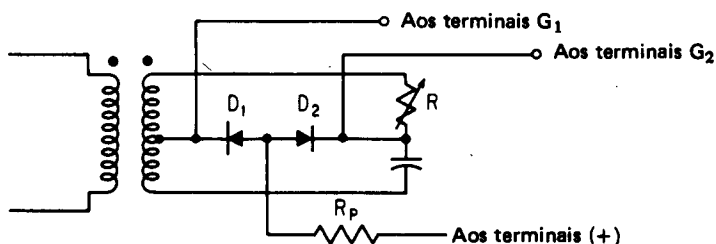
Como mostra a Tabela 13-2, este valor CC é um pouco maior que o valor comparável obtido para a retificação 3ϕ ($1{,}17\ E_{f2}$), com um conteúdo em *ripple* *consideravelmente menor*.

(a) Tiristores (SCRs) usados no controle do deslocamento de fase num sistema Δ 3 ϕ para duplo-Y 6 ϕ com transformador intermediário, T_2.

(b) Circuito de controle de fase típico para ajustar o disparo dos tiristores (SCRs).

Fig. 13-45 — Transformação duplo-Y 6 ϕ para controlar a tensão de saída CC através de uma rede de deslocamento de fase.

---

[21] Pode-se mostrar que, para n fases (2 ou mais), a relação

$$\frac{V_{cc}}{E_{f2}} = \frac{\sqrt{2}\ n}{\pi}\left(\text{sen}\ \frac{180°}{n}\right)$$

Substituindo $n = 6$ nesta equação, teríamos 1,35, como mostram a Tabela 13-2 e a Eq. (13-59).

Obtém-se um *ripple* consideravelmente menor e uma relação mais alta da tensão CC de saída meramente colocando-se em paralelo com R_L um capacitor de tamanho e tensão nominal razoáveis, como mostra a Fig. 13-44c. Nestas circunstâncias, o capacitor é mais que justificado, porque produz a mesma relação de V_{cc} para E_{f2} que a produzida pela retificação 12ϕ (V. Tabela 13-2), sem a correspondente redução do fator de utilização do transformador produzida pelo uso da conversão 12ϕ e de 6 retificadores adicionais.

13-21.2 RETIFICAÇÃO DUPLO-Y 6ϕ USANDO TIRISTORES (SCRs)

Uma técnica comercial típica, usada para obter-se uma tensão CC de saída ajustável, envolve o uso de SCRs e é mostrada na Fig. 13-45a. Aqui, a conversão é uma ligação 3ϕ-6ϕ em delta-duplo-Y. Note-se que uma reatância adicional com *tap* central é chamada transformador *interfase* T_2 e é usada entre os neutros dos dois Y_s. (Se T_2 fosse omitido, teríamos uma estrela.) O transformador interfase serve para

1. fornecer uma ligação de *tap* central para o duplo-Y,
2. atuar como meio de equalizar qualquer diferença de tensão CC entre as duas metades, fornecendo um caminho de alta reatância a CA, mas baixa resistência a CC,
3. melhorar a regulação de tensão do circuito (isto é, sua capacidade de manter a tensão de saída desde a vazio até plena carga).

O uso da ligação duplo-Y leva a todas as vantagens da conversão 6ϕ sem a desvantagem de uma transformação de fator de utilização mais baixo. Desde que a transformação consiste inerentemente de duas transformações 3ϕ, como mostra a Tabela 13-2, o fator de utilização é 0,675, melhor que 0,551, o que se aplica ao caso da Fig. 13-44a. Ao mesmo tempo, quando ligado à carga, R_L, um sistema 6ϕ é produzido e o *ripple* é o do sistema 6ϕ, em vez do 3ϕ.

O controle da tensão de saída, V_{cc}, é conseguido por meio de uma rede de deslocamento de fase, mostrada na Fig. 13-45b. A resistência variável R controla o ângulo de fase entre a tensão de sinal de grade nos terminais G_1 e G_2 com relação à tensão de entrada CA. Pela variação de R, de zero a um valor alto, o ângulo de fase pode ser variado praticamente de 0 a 180°. A condução do SCR varia, assim, de um máximo (para $\theta = 0$) até um mínimo ($\theta = 180°$).

O circuito da Fig. 13-45 é útil quando uma tensão variável CC é necessária para o controle da velocidade de um motor CC, pelo controle da tensão de armadura.

BIBLIOGRAFIA

1. CROSNO, C. D. *Fundamentals of electromechanical conversion.* New York, Harcourt, Brace, Jovanovich, 1968.
2. DANIELS. *The performance of electrical machines.* New York, McGraw-Hill, 1968.
3. HINDMARSH, J. *Electrical machines.* Elmsford, New York, Pergamon, 1965.
4. MAJMUDAR, H. *Introduction to electrical machines.* Boston, Allyn and Bacon, 1969.

5. SELMON. *Magnetoelectric devices: transducers, transformers and machines.* New York, Wiley/Interscience, 1966.
6. SKILLING, H. H. *Electromechanics: a first course in electromechanical energy conversion.* New York, Wiley/Interscience, 1962.
7. THALER, G. J. & WILCOX, M. L. *Electric machines: dynamics and steady state.* New York, Wiley/Interscience, 1966.

QUESTÕES

13-1. Para um transformador
- a. defina enrolamentos primário e secundário
- b. enrolamentos dos lados de alta e baixa tensão
- c. é possível, para qualquer dos enrolamentos, servir como primário? Explique.

13-2. Qual é o significado da convenção dos pontos para
- a. o primário?
- b. os enrolamentos secundários em separado?
- c. por que estão em fase as fem em todos os enrolamentos, inclusive no primário?

13-3. a. O que significa um acoplamento frouxo e como ele afeta os valores de M, k, V_2 e I_2?
- b. Que condições produzem o acoplamento frouxo?
- c. É possível que a média geométrica das indutâncias primária e secundária seja menor que a indutância mútua? Explique.

13-4. a. Por que se deseja um acoplamento rígido em transformadores de potência?
- b. É sempre possível o acoplamento unitário em transformadores reais de potência? Por que não?
- c. Defina um transformador ideal.

13-5. Explique, detalhadamente, a forma pela qual um transformador transfere potência do primário ao secundário para uma carga em adianto. Utilize diagramas fasoriais para ilustrar a sua explicação.

13-6. a. Defina a relação de transformação, α.
- b. A relação de transformação é constante para um dado transformador? Explique.
- c. Defina relação de transformação em termos de (1) relação de espiras, (2) relação de correntes e (3) relação de tensões.
- d. Por que a relação de tensões varia diretamente com a relação de espiras?
- e. Por que a relação de correntes varia inversamente com a relação de espiras?

13-7. Por que os transformadores são especificados em kVA, em vez de watts ou kW?

13-8. Mostre que a relação volts/espira de um transformador
- a. é proporcional à freqüência e ao valor de pico do fluxo mútuo
- b. segue as mesmas relações (idênticas) que correspondem a um alternador.

13-9. a. É possível que um transformador de 60 Hz funcione em 400 Hz? Sob que condições?
- b. Por que é necessário manter o valor de pico do fluxo mútuo e a densidade de fluxo em um valor constante, independente das variações da freqüência?

13-10. Se um transformador de 400 Hz funciona em 60 Hz, explique
- a. por que a tensão deve ser reduzida na mesma proporção da freqüência
- b. por que a capacidade em kVA é reduzida na mesma proporção da freqüência
- c. por que as perdas no cobre são consideravelmente reduzidas
- d. por que aumenta o rendimento.

13-11. Com base na questão 13-10 acima, explique por que um transformador de 1 kVA, 400 Hz é menor que um de 1 kVA, 60 Hz.

13-12. É possível "aumentar-se" a capacidade, em kVA, de transformadores de 60 Hz, por alterações convenientes nos valores nominais de sua freqüência e tensão? (V. problema 13-9.) Explique detalhadamente como isto seria feito.

13-13. a. Estabeleça a relação entre a impedância primária e a secundária de um transformador.
b. Explique, com base em (a) acima, como o transformador funciona como dispositivo de acoplamento de impedâncias.
c. Qual a finalidade do acoplamento de impedâncias?
d. Indique duas aplicações onde seja necessário o acoplamento de impedâncias.

13-14. Para um transformador real carregado, explique
a. por que a tensão aplicada primária V_1 é maior que a fem induzida primária, E_1
b. por que a tensão nos terminais do secundário V_2 é menor que a fem induzida secundária, E_2
c. por que a relação de transformação é algo menor que a relação do número de espiras do primário para o secundário.

13-15. Para um transformador real carregado, com uma carga Z_L ligada aos seus terminais secundários, explique por que
a. a impedância de carga é usualmente maior que a impedância interna do enrolamento secundário
b. a impedância de entrada do primário é muito maior que a impedância do enrolamento primário
c. os projetistas tentam fazer com que as impedâncias internas sejam tão próximas quanto possível das resistências internas para ambos os enrolamentos
d. os transformadores têm de ter resistência interna primária e secundária.

13-16. Desenvolvendo o circuito equivalente para um transformador de potência à plena carga,
a. qual é a vantagem de um tal circuito equivalente?
b. por que é ele referido usualmente ao primário?
c. quais as hipóteses feitas ao se reduzirem resistências e reatâncias ao primário ou ao secundário?
d. por que é possível desprezar-se a corrente magnetizante?

13-17. Se se carrega um transformador real a seu valor nominal, sendo a carga em adianto, explique por que o FP primário é maior que o secundário, utilizando
a. diagramas fasoriais
b. a Eq. (13-24).

13-18. Se um transformador real é carregado a seu valor nominal, estando a carga em atraso, explique por que o FP primário é menor que o secundário, utilizando
a. diagramas fasoriais
b. a Eq. (13-24).

13-19. Utilizando como fasor de referência a tensão nos terminais do secundário, explique, usando os diagramas fasoriais e a Eq. (13-28),
a. por que cargas em atraso apresentam uma regulação pior que cargas com FP unitário
b. por que algumas cargas em avanço apresentam uma regulação melhor que cargas com FP unitário
c. É possível que um transformador tenha uma regulação de tensão negativa? Explique.

13-20. Compare a Eq. (13-28) com a Eq. (6-8) e discuta
a. semelhanças
b. diferenças.
c. Explique por que os transformadores têm melhor regulação que os alternadores, para a mesma capacidade.

13-21. Ao realizar o ensaio de curto-circuito de um transformador
a. por que é o lado de baixa tensão que é usualmente curto-circuitado? Dê 2 razões.
b. ao utilizar-se a Fig. 13-9, explique por que o fato de se pôr em curto-circuito o secundário de um transformador permite o cálculo, a partir das medidas da tensão, corrente e potência, das resistências, reatâncias e impedâncias equivalentes.
c. por que são consideradas desprezáveis as perdas no núcleo?
d. sob que circunstâncias devem-se levar em conta as perdas no núcleo de um transformador? Por quê?

13-22. a. Necessita-se do ensaio a vazio para a determinação da regulação em tensão do transformador?
b. Que informação específica se obtém do ensaio a vazio e onde é ela (apenas) utilizada?
c. Por que é usual realizar-se o ensaio a vazio no lado de menor tensão existente no transformador?
d. Quais são, entretanto, as precauções necessárias em (c), acima?
e. A perda do cobre seria a mesma se se utilizasse o enrolamento de alta tensão? Explique.

13-23. Ao determinar-se *apenas o rendimento,* a partir dos ensaios a vazio e de curto-circuito,
a. por que é desnecessário o cálculo da impedância e reatância equivalentes, a partir dos dados do ensaio de curto-circuito?
b. qual o instrumento específico que fornece informações úteis no cálculo do rendimento?
c. é necessário determinar-se a resistência equivalente? Por que não? Explique (Consulte as tabelas de perdas no cobre do Exemplo 13-15 a e b.)
d. a perda no cobre, referida ao lado de AT, é igual à referida ao lado de BT? Explique.

13-24. Com relação à curva do rendimento de um transformador, conforme mostra a Fig. 13-12, explique
a. por que o rendimento é zero para uma carga nula (circuito aberto)
b. por que cresce tão rapidamente o rendimento
c. para que valor de carga é máximo o rendimento (V. Eq. 13-34, 35)
d. por que é algo menor o rendimento para cargas pesadas
e. por que é menor o rendimento para cargas de baixo fator de potência
f. por que um transformador bem projetado é normalmente mais eficiente que a máquina girante que ele alimenta.

13-25. Com relação ao rendimento diário
a. quais os dados de ensaio e informações necessárias para o seu cálculo?
b. por que se faz o cálculo em energia e não em potência?
c. por que o valor encontrado é normalmente elevado, apesar da incidência ocasional de cargas de baixos fatores de potência e de períodos de utilização à pouca carga?

13-26. a. Além dos ensaios a vazio e de curto-circuito, por que são necessários os ensaios de polaridade e identificação de fases, antes da colocação em serviço de um transformador?

b. Defina identificação de fases.
c. Como pode ter polaridade um transformador, se ele é utilizado em CA? Explique.
d. Quais as letras de código que identificam os lados de alta e baixa tensão, respectivamente?
e. Qual o significado dos subíndices numéricos?
f. É possível determinar-se a forma como estão praticados os enrolamentos, ou a sua polaridade, através de um exame físico? Por que não? Explique.

13-27. Dado um transformador, que tenha vários enrolamentos independentes e um enrolamento com *taps* múltiplos, explique
a. como se identifica cada bobina independente
b. como se identifica o enrolamento com *taps* múltiplos
c. como se identificam convenientemente os *taps* individuais do enrolamento com *taps* múltiplos
d. como se determina a polaridade de cada enrolamento, separadamente.

13-28. Para um transformador que tenha 2 enrolamentos idênticos de AT e 2 de BT
a. quantas combinações de relações de tensão são passíveis de obter, utilizando-se todos os enrolamentos e ligando o dispositivo como transformador convencional?
b. repita (a) acima para um autotransformador, com todas as 4 bobinas ligadas em série
c. repita (b) para as bobinas de AT e BT ligadas, respectivamente, em paralelo, e para estas combinações ligadas em série como autotransformador.

13-29. a. É possível ligarem-se bobinas de diferentes tensões nominais em série? Explique.
b. É possível ligarem-se bobinas de diferentes tensões nominais em paralelo? Explique.
c. Requerem-se precauções em relação à polaridade no item (a) acima? Explique.
d. Ao se ligarem bobinas de iguais tensões nominais em paralelo, quais as precauções necessárias em relação à polaridade instantânea? Explique.

13-30. a. Defina um autotransformador.
b. Explique por que os autotransformadores têm rendimento maior que os transformadores convencionais, para as mesmas relações de tensão e para as mesmas correntes primária e secundária de carga.
c. Pode-se ligar, como autotransformador, qualquer transformador que tenha dois ou mais enrolamentos isolados? Explique de que forma.
d. Por que a capacidade de um autotransformador é maior que a de um transformador convencional, do mesmo tamanho físico e de enrolamentos da mesma capacidade?

13-31. a. Defina potência *transformada* do primário ao secundário. Dê equações.
b. Defina potência *transferida condutivamente* do primário ao secundário. Dê equações.
c. Qual das duas potências é responsável pelo aumento dos kVA de um autotransformador em relação a um transformador convencional isolado?

13-32. Para a mesma capacidade em kVA, explique por que um autotransformador
a. tem perdas no cobre menores que um transformador convencional
b. tem perdas no núcleo menores
c. tem menor tamanho
d. tem maior rendimento.

13-33. Com base nas suas respostas à questão anterior, explique
a. por que não se utilizam exclusivamente autotransformadores, em vez de transformadores convencionais
b. por que se restringe o uso dos autotransformadores à distribuição de potência em baixa tensão ou à partida de motores com tensão reduzida.

13-34. a. Qual a vantagem, em termos de danos possíveis e continuidade do serviço, de uma bancada de 3 transformadores monofásicos em relação a um transformador polifásico?
b. Ao se ligarem três transformadores em delta ou em estrela, quais as precauções a tomar em relação à polaridade, capacidade em kVA, tensões e correntes nominais?

13-35. Para uma bancada Y-Y
a. qual é a relação entre as tensões de linha e de fase, nos lados primário e secundário?
b. qual é a relação entre as correntes de linha e de fase nos lados primário e secundário?
c. qual é a relação entre as tensões de fase primária e secundária, bem como entre as respectivas tensões de linha?
d. qual é a rotação de fase das linhas primárias em relação às secundárias?

13-36. Para uma bancada Y-Δ, repita os itens de (a) a (d) da questão 13-35.

13-37. a. É possível ligar-se em paralelo uma bancada Y-Δ a uma Δ-Y, desde que sejam iguais as tensões de linha? Justifique sua resposta através de um diagrama fasorial.
b. Para as 7 bancadas de transformadores relacionadas na Seç. 13-14 (imediatamente anteriores ao Exemplo 13-23), enumere as combinações paralelas que *não* são possíveis.
c. Explique por que a polaridade instantânea é tão importante na ligação de transformadores em delta. Qual é o efeito, sobre as tensões de linha, da reversão de um enrolamento?
d. Repita (c) para uma ligação Y, ilustrando o resultado através de um diagrama fasorial.

13-38. a. Explique por que os secundários de uma ligação de transformadores em malha ou delta mostram uma pequena tensão em um voltímetro ligado a dois pontos antes de se fechar o delta.
b. Explique a fonte desta tensão.
c. Como desaparece esta tensão ao se ligar o delta?
d. Com base na sua resposta ao item (c), indique se um sistema Δ-Δ, Y-Δ ou Δ-Y mostra tensões de harmônicas? Explique detalhadamente.
e. Com base na sua resposta ao item (d), explique por que os neutros são indispensáveis nos sistemas Y-Y.

13-39. a. Dê 3 razões para a ligação do neutro sempre que a bancada seja Y.
b. É possível utilizar-se um neutro num sistema Δ-Δ?
c. Qual é o perigo de utilizar-se o tap central em *mais de um* enrolamento de um secundário ligado em Δ, e de sua ligação à terra?
d. Por que nunca se aterra o primário de uma bancada em delta, mesmo que a fonte seja um sistema 3 ϕ a quatro fios?

13-40. É costume se utilizarem transformações Y-Δ para suprir áreas industriais e residenciais, a partir de linhas de transmissão em alta tensão. Explique
a. as vantagens do uso de bancadas Y-Δ sobre as Y-Y ou Δ-Δ
b. como se comportam em relação a cargas monofásicas
c. como se consegue um neutro para a utilização em serviços monofásicos a três fios
d. qual o efeito que tem um carregamento secundário monofásico maior que o trifásico sobre as tensões do secundário em delta.

13-41. Imaginando que a carga é constante, que efeito se produz numa bancada ∇-∇ quando se remove um transformador e se processa a operação em V-V. Indique
a. a potência fornecida por transformador individual
b. o acréscimo na carga suprida por transformador individual
c. a capacidade total, em kVA, da ligação V-V como fração da Δ-Δ total

d. o fator de decréscimo de potência de cada transformador em comparação à sua capacidade monofásica.

13-42. Imaginando que 2 transformadores estão suprindo a capacidade nominal a uma carga em V-V, e se lhes liga um terceiro transformador para tornar a bancada Δ-Δ, indique

a. a capacidade total aumentada em relação ao valor original
b. o custo do terceiro transformador
c. o acréscimo na capacidade de cada transformador em relação aos valores originais reduzidos (parte d, questão 41 acima).

13-43. a. Utilizando a Tabela 13-1, enumere todas as combinações possíveis de bancadas de transformadores correspondendo às Colunas A e B, além das 7 combinações originais da Seç. 13-14, com apenas duas bancadas em paralelo.

b. Por que é impossível ligar em paralelo bancadas da coluna B com outras da coluna A, da Tabela 13-1?

13-44. Utilizando apenas transformadores, é possível transformar

a. um sistema monofásico em polifásico? Explique.
b. um sistema polifásico em monofásico? Explique.
c. um sistema 2 ϕ em 6 ϕ? Explique.
d. qual é a vantagem de se utilizarem apenas transformadores para tais transformações? Explique.

13-45. a. Como difere um sistema 2 ϕ de um 3 ϕ?

b. Qual é a relação entre as tensões de linha e de fase em um sistema 2 ϕ?
c. O que significa quarto de fase num sistema a 5 fios?
d. Quantas tensões de fase e linha são disponíveis num sistema como o do item (c)?
e. Desenhe uma transformação Scott, mostrando a transformação de 3ϕ a 2ϕ, a 5 fios, na qual a relação entre as tensões de fase seja 120 V/120 V.
f. Quais são as tensões de linha em (e) acima, para primário e secundário?

13-46. a. O que significa um sistema 6ϕ verdadeiro?

b. Que transformação produz um sistema 6ϕ verdadeiro?
c. Qual seria uma vantagem na utilização de sistemas polifásicos de ordem mais elevada na retificação?
d. Enumere 5 tipos diferentes de ligações 6ϕ, utilizando transformações 3ϕ para 6ϕ.
e. Que transformação suprirá uma carga 6ϕ, usando transformadores convencionais de um só enrolamento, sem tap central?

13-47. a. Por que se prefere a ligação estrela para a retificação 3ϕ em 6ϕ, em comparação às ligações em malha ou duplo-delta?

b. Enumere 4 vantagens da retificação polifásica sobre a monofásica.
c. Para obter-se a maior relação entre a tensão de saída CC e a tensão de fase CA, quantas fases devem ser utilizadas, teoricamente? Quantas fases produzem este valor praticamente dentro de 1%?
d. Como o número de fases retificadas afeta a amplitude da harmônica de maior ordem? Quantas fases reduzem esta amplitude a menos de 2%?
e. Quantas fases produzirão a máxima utilização da potência retificada em relação à capacidade do secundário do transformador em kVA?
f. Quais as condições de compromisso na determinação do número ótimo de fases para a retificação polifásica?

13-48. a. Quais os dois métodos empregados para ajustar a tensão de saída CC dos retificadores polifásicos?

b. Qual é a vantagem de se utilizarem tiristores (SCRs) em lugar de díodos?

c. Por que se utilizam os transformadores de interfase com os tiristores?
d. Qual é a vantagem da transformação em duplo-Y, como mostra a Fig. 13-45, sobre a transformação convencional 6ϕ em meia onda, em termos de fator de utilização?

PROBLEMAS

13-1. O primário de um transformador, totalmente acoplado, tem uma indutância de 20 H, um coeficiente de acoplamento de 0,98 e uma indutância mútua de 9,8 H. Calcule a indutância do enrolamento secundário.

13-2. Um transformador comercial de 400 Hz, 220 V/20 V tem 50 espiras no seu enrolamento de BT. Calcule:
a. o número de espiras do lado de AT
b. a relação de transformação, α, quando utilizado como transformador abaixador
c. repita (b) quando a utilização é de transformador elevador
d. a relação espiras/volt para AT
e. a relação espiras/volt para BT.

13-3. O lado de AT de um transformador tem 750 espiras e o de BT 50 espiras. Quando a AT é ligada a uma rede de 120 V, 60 Hz, e uma carga de 40 A é ligada à BT, calcule
a. a relação de transformação, α
b. a tensão secundária, imaginando que não há quedas na impedância interna do transformador
c. a resistência da carga
d. a relação volts/espira do primário e secundário, respectivamente
e. a capacidade em VA do transformador.

13-4. Um transformador comercial de 220 V/30 V, 3 kVA, 60 Hz tem a relação de 3 V/espira. Calcule
a. as espiras de AT
b. as espiras de BT
c. a relação de transformação, se o utilizamos como abaixador
d. a relação de transformação, se o utilizamos como elevador
e. a corrente nominal de AT
f. a corrente nominal de BT.

13-5. Uma carga de 10 Ω solicita uma corrente de 20 A do lado de AT de um transformador, cuja $\alpha = 1/8$. Imaginando que não haja quedas de tensão internas no transformador, calcule
a. a tensão secundária
b. a tensão primária
c. a corrente primária
d. os VA transferidos do primário ao secundário
e. a relação de transformação quando o utilizamos como abaixador.

13-6. Utilizando a relação volts/espira, calcule o valor de pico do fluxo mútuo. ϕ_{mx}, para os transformadores
a. do problema 13-2
b. do problema 13-3
c. do problema 13-4.

13-7. Um transformador de 600 V/20 V, 1 kVA, 400 Hz, 3.000 esp/100 esp deve ser utilizado a partir de uma rede de 60 Hz. Mantendo a mesma densidade de fluxo permissível, calcule
a. a máxima tensão que pode ser aplicada ao lado de AT a 60 Hz
b. a máxima tensão que pode ser aplicada ao lado de BT a 60 Hz
c. os valores originais da relação volts/espira a 400 Hz
d. as relações volts/espiras a 60 Hz
e. a capacidade em kVA do transformador a 60 Hz

13-8. Um transformador de filamento de 110 V/6 V, 60 Hz, 20 VA é testado para suportar tensões eficazes de 1.000 V, quer para o primário, quer para o secundário. Se utilizado a 400 Hz, mantendo-se o mesmo fluxo máximo permissível, calcule
a. a capacidade do lado de AT
b. a capacidade do lado de BT
c. a capacidade do transformador, em VA.

13-9. Tendo resolvido os problemas acima, um aluno engendrou um esquema brilhante. Os transformadores, normalmente, têm seus preços em função de sua capacidade em kVA. O desenvolvimento de dispositivos de estado sólido tornou obsoleta a maioria dos transformadores correspondentes à utilização em equipamentos com válvulas. Ao mesmo tempo, a introdução da técnica de estado sólido em 400 Hz levou à necessidade de transformadores de potência para suprir em alta tensão dispositivos CC. Por que, então, não comprar transformadores de filamento de 60 Hz, mudar sua capacidade de placa e vendê-los como de maior potência, usufruindo o lucro? Ele verifica que pode adquirir partidas, com desconto, sendo os transformadores de 60 Hz, 200 VA, testados a 2.000 V tendo um enrolamento AT de 120 V e dois enrolamentos BT de 6 e 12 V, respectivamente, a Cr$ 50,00 cada um deles. Ele pretende ligar em série os lados de BT para utilizar integralmente a capacidade dos secundários. Calcule
a. a capacidade de BT em 400 Hz
b. a capacidade de AT em 400 Hz
c. a capacidade do transformador em 400 Hz
d. o preço de venda do transformador numa base de Cr$ 500,00/kVA
e. o lucro do transformador, se cada nova placa custa para ele Cr$ 10,00.
f. O produto à venda está aviltado de alguma forma? Explique a situação em função do rendimento do transformador.

13-10. O primário de um transformador, consistindo de dois enrolamentos de 120 V em paralelo, serve como carga fixa e solicita 6 A de uma fonte de 120 V, 60 Hz. Calcule a corrente drenada da fonte quando
a. se liga à linha apenas uma bobina
b. ambos os enrolamentos de 120 V são ligados em série a uma fonte de 240 V, 60 Hz
c. se usa uma fonte de 120 V, 50 Hz
d. se usa uma fonte de 120 V, 50 Hz.

13-11. Se a densidade de fluxo máxima permissível em um transformador de 220 V, 60 Hz não deve exceder 60 quilolinhas por polegada quadrada, quantas espiras se devem usar no lado de 220 V? A área transversal do núcleo é 22,5 pol^2.

13-12. Há 1.000 espiras no lado de AT de um transformador de 10 kVA, 10/1.
a. Quando se aplicam 1.000 V a 60 Hz, ao lado de AT, a densidade máxima de fluxo é 5.000 gauss (maxwells/cm^2). Qual a área do núcleo em cm^2 e em pol^2?
b. Se se aumenta a tensão aplicada a 1.500 V, encontre a densidade máxima de fluxo.
c. Repita (b) para 50 Hz e a mesma tensão (1.500 V).

13-13. Imagine que as perdas, por correntes parasitas, são função de $(f \times B_{mx})^2$, mas as perdas por histerese são função de $f^1 \times B_{mx}^{1,75}$ para ensaios feitos em dois transformadores que têm o mesmo peso e a mesma qualidade do ferro. Calcule:

a. a relação de suas perdas por correntes parasitas, quando os transformadores funcionam à mesma freqüência e suas densidades de fluxo são 6.000 e 4.000 gauss, respectivamente

b. a relação de suas perdas por histerese para as densidades de fluxo do item (a).

13-14. Um transformador de 60 Hz tem 200 W de perdas por histerese e 100 W de perdas por correntes parasitas, correspondentes a um valor máximo de fluxo de 200 webers por metro quadrado ao aplicar-se a tensão nominal de 120 V ao seu primário. Calcule

a. as perdas por histerese e por correntes parasitas, quando se diminui a tensão para 110 V à mesma freqüência. Use as hipóteses do problema 13-13.

b. as perdas por histerese e por correntes parasitas e a densidade máxima de fluxo se se aplica a tensão nominal a 50 Hz

c. a densidade máxima de fluxo, e as perdas por histerese e por correntes parasitas, quando se aplicam 60 V a 30 Hz.

13-15. Um transformador de 20 kVA, 660 V/120 V tem perdas a vazio de 250 W e uma resistência do lado de AT de 0,2 Ω. Imaginando que as perdas relativas à carga nos enrolamentos são iguais, calcule

a. a resistência do lado BT

b. a perda no cobre equivalente à plena carga

c. os rendimentos do transformador para cargas de 25, 50, 75, 100 e 125% da nominal, com FP unitário, imaginando que a regulação do transformador é zero %.

13-16. O rendimento de um transformador de 20 kVA, 1.200 V/120 V é máximo a 50% da carga nominal e vale então 98%. Calcule

a. as perdas no núcleo

b. o rendimento à plena carga

c. o rendimento para cargas de 75% e 125%.

13-17. Um transformador de 20 kVA, 1.200/120 V, que está permanentemente ligado, é carregado com cargas de fator de potência unitário durante um período de 24 horas, como se segue: 5 horas à plena carga, 5 horas à meia carga, 5 horas a um quarto de carga. O rendimento máximo ocorre à plena carga e é 97%. Calcule o rendimento diário.

13-18. Um transformador de 10 kVA, 60 Hz, 4.800/240 V é ensaiado a vazio e a curto-circuito, respectivamente, sendo os resultados:

	Tensão	*Corrente*	*Potência*	*Enrol. usado*
Ensaio a vazio	240 V	1,5 A	60 W	BT
Ensaio de C. Circuito	180 V	nominal	180 W	AT

Utilizando estes dados, calcule

a. a resistência e a reatância equivalentes relativas ao lado de AT

b. a resistência e a reatância equivalentes relativas ao lado de BT

c. a regulação em tensão do transformador abaixador a FP unitário e plena carga

d. repita (c) para FP de 0,8 em atraso, à plena carga.

13-19. A partir dos dados do problema 13-18, calcule
a. as perdas no núcleo do transformador
b. as perdas no cobre, à plena carga, do transformador
c. o rendimento à plena carga para FP de 0,9 em atraso
d. o rendimento diário, quando se carrega o transformador com: 6 h à plena carga, FP unitário; 4 h à meia carga com FP 0,8 em atraso; 6 h a um quarto de carga com FP 0,6 em atraso e 8 h a vazio.

13-20. Um transformador de 100 kVA, 60 Hz, 12.000/240 V foi ensaiado a vazio e a curto-circuito, e os dados obtidos foram os seguintes:

Ensaio	*Tensão* (V)	*Corrente* (A)	*Potência* (W)	*Enrolamento usado*
a vazio	240	8,75	480	BT
a curto-circuito	600	nominal	1.200	AT

Calcule, a partir dos dados acima, com funcionamento como abaixador,
a. a regulação para FP 0,8 em atraso
b. os rendimentos para FP 0,8 em atraso a 1/8, 1/4, 1/2, 3/4, 4/4 e 5/4 da carga nominal
c. a fração da carga nominal para a qual ocorre o rendimento máximo
d. o rendimento máximo para uma carga de FP 0,8 em atraso.

13-21. Repita o problema 13-20b, calculando os rendimentos para FP 0,6 em atraso.

13-22. Repita o problema 13-20a, calculando a regulação para FP 0,7 em avanço.

13-23. Um transformador de 50 kVA, 660/240 V, 25 Hz tem 200 W de perdas no núcleo (das quais, 30% são perdas por correntes parasitas) e perdas no cobre à plena carga de 650 W. Se o transformador funciona a 600 V, 60 Hz, qual seria a nova capacidade do transformador se as perdas totais se mantivessem constantes?

13-24. Um autotransformador elevador é utilizado para alimentar em 3 kV uma carga a partir de uma linha de 2,4 kV. Se a carga secundária é de 50 A calcule (desprezando as perdas e a corrente de magnetização)
a. a corrente em cada parte do transformador
b. a corrente solicitada da linha de alimentação de 2,4 kV
c. a capacidade em kVA do transformador
d. a capacidade em kVA de um transformador convencional de dois enrolamentos, necessário para realizar a mesma transformação.

13-25. Um transformador abaixador é utilizado para suprir 100 A a 2 kV a partir de uma linha de 2,4 kV. Calcule da mesma maneira como calculou os itens de (a) a (d) do problema 13-24.

13-26. Para o transformador do problema 13-24, calcule
a. a potência transformada do primário ao secundário, para carga nominal e FP unitário
b. a potência transferida condutivamente do primário ao secundário, à carga nominal e FP unitário.

13-27. Para o transformador do problema 13-25, repita os itens (a) e (b) do problema 13-26.

13-28. Dados 3 transformadores idênticos, de 7.500 espiras cada um em AT, calcule os números de espiras a serem utilizadas nos lados de BT quando os primários são ligados em delta a uma rede de 26.400 V, 3ϕ e ligados respectivamente
a. em Y para produzirem 4.160 V entre linhas
b. em Δ para produzirem 4.160 V entre linhas.

13-29. Uma transformação Y-Δ é utilizada para converter 13.200 V, 3ϕ, 60 Hz em 208 V, 3ϕ, sendo feita a partir de três transformadores monofásicos idênticos. Se a densidade máxima de fluxo permissível é 40.000 linhas/pol^2 e o transformador tem uma seção transversal de 40 pol^2, calcule
a. o número de espiras nos lados de AT
b. o número de espiras nos lados de BT.

13-30. Uma carga trifásica de 50 kVA em 220 V deve ser alimentada a partir de uma fonte 3ϕ de 13.200 V. Especifique a tensão, a corrente e a capacidade, em kVA nominais, dos transformadores 1ϕ necessários para as seguintes ligações:
a. Y-Y
b. Y-Δ
c. Δ-Y
d. Δ-Δ
e. V-V.

13-31. Uma carga equilibrada 3ϕ de 1,5 MVA é alimentada por dois transformadores idênticos ligados em V-V. Para uma carga de FP unitário, calcule
a. a capacidade mínima, em kVA, de cada transformador
b. a capacidade mínima de cada transformador, se se utiliza uma ligação Δ-Δ.

13-32. Repita os cálculos do problema 13-31 para uma carga de mesmos MVA e FP 0,8 em atraso.

13-33. Uma bancada, constituída de dois transformadores ligados em V-V, alimenta uma fábrica que solicita 693,0 kW a um fator de potência unitário. A tensão de linha primária é 26.000 V e a secundária é 2.300 V. Calcule, desprezando as perdas
a. a mínima capacidade em kVA de cada transformador
b. os valores de tensão e corrente nominais de cada enrolamento
c. o FP no qual opera cada enrolamento, desprezando-se a corrente de excitação
d. o aumento de capacidade da bancada, quando se acrescenta um terceiro transformador idêntico em kW e FP
e. o aumento de kW em percentagem e em investimento nas unidades de transformação, com base nas condições de (d) acima.

13-34. Uma subestação transformadora alimenta um sistema bifásico a 5 fios de 12.000 kW a FP unitário em 13,8 kV, a partir de um sistema de transmissão trifásica de AT de 132 kV entre linhas. Deseja-se utilizar 2 transformadores em ligação Scott para tal transformação. Especifique o transformador principal e o de equilíbrio no que diz respeito a correntes e tensões primárias e secundárias, bem como capacidades em MVA para cada um deles.

13-35. Uma instalação industrial consome um total de 300 kW com um FP de 0,8 em atraso, a partir de um suprimento a três fios de um sistema 3ϕ, 2.400 V, que é o secundário de uma ligação Scott, cujo primário é um sistema equilibrado de 240 V, quarto de fase a 5 fios. Para os dois transformadores abaixo, calcule
a. correntes primária e secundária do transformador principal
b. correntes primária e secundária do transformador de equilíbrio.

13-36. Uma instalação industrial é alimentada a partir de uma fonte 2ϕ a 3 fios em 230 V. Deseja-se utilizar um motor síncrono que solicita 50 kW a FP unitário e deve ser alimentado por um sistema trifásico a três fios em 230 V. (O motor síncrono é necessário para correção do FP, mas não se dispõe de um motor síncrono bifásico de tal capacidade.) Desenhe um diagrama que mostre a ligação Scott para a transformação do sistema 2ϕ em 3ϕ, mostrando todas as correntes primárias e secundárias nos transformadores principal e equilibrador, respectivamente.

RESPOSTAS

13-1 5 H 13-2(a) 50 esp (b) 11 (c) 1/11 (d) 0,4 V/esp (e) 0,4 V/esp 13-3(a) 15 (b) 8 V (c) 0,2 Ω (d) 0,16 V/esp (e) 320 VA 13-4(a) 73 esp (b) 10 esp (c) 7,33 (d) 0,136 (e) 13,62 A (f) 100 A 13-5(a) 200 V (b) 25 V (c) 160 A (d) 4 kVA (e) 8 13-6(a) $2{,}25 \times 10^4$ Mx (b) $6{,}0 \times 10^4$ Mx (c) $1{,}125 \times 10^6$ Mx 13-7(a) 90 V (b) 3 V (c) 0,1 V/esp (d) 0,03 V/esp (e) 150 VA 13-8(a) 733 V (b) 40 V (c) 133 VA 13-9(a) 120 V (b) 800 V (c) 1,333 kVA (d) Cr$ 666,70 (e) Cr$ 606,70 (f) Sim 13-10(a) 6 A (b) 3 A (c) 7,2 A (d) 14,4 A 13-11 61 esp 13-12(a) 75 cm^2, 11,61 pol^2 (b) 7,5 kG (c) 9 kG 13-13(a) 2,25/1 (b) 2,06/1 13-14(a) 172 W 84,15 W (b) 240 Wb/m^2 229,5 W 100 W (c) Wb/m^2 100 W 25 W 13-15(a) 0,0066 Ω (b) 367 W (c) 94,75 96,7 97,1 97,0 e 96,8% 13-16(a) 100 W (b) 97,5% (c) 97,8% 13-17 95,1% 13-18(a) 41,6 Ω 76 Ω (b) 0,104 Ω 0,19 Ω (c) 1,875% (d) 3,33% 13-19(a) 60 W (b) 180 W (c) 97,4% (d) 98,3% 13-20(a) 4,17% (b) 95,25 97,3 97,9 98,1 97,7 97,6% (c) 0,633 (d) 98,2% 13-21 93,8 96,5 97,5 97,3 97,0% 13-22 −4,167% 13-23 25,5 kVA 13-24(a) 50 A 12,5 A (b) 62,5 A (c) 60 kVA (d) 150 kVA 13-25(a) 83,3 A 16,7 A (b) 83,3 A (c) 66,7 kVA (d) 200 kVA 13-26(a) 30 kW (b) 120 kW 13-27(a) 33,3 kW (b) 166,7 kW 13-28(a) 682 esp (b) 1.182 esp 13-29(a) 1.790 esp (b) 49 esp 13-30(a) Y-Y: 16,67 kVA 7.625/127,2 V 2,19/131 A (b) Y-Δ: 16,67 kVA 7.625/220 V 2,19/75,8 A (c) Δ-Y: 16,67 kVA 13.200/127,2 V 1,26/131 A (d) Δ-Δ: 16,67 kVA 13.200/220 V 1,26/75,8 A (e) V-V: 28,85 kVA 13.200/220 V 2,19/131 A 13-31(a) 866,7 kVA (b) 500 kVA 13-32(a) 866,7 kVA (b) 500 kVA 13-33(a) 400 kVA (b) 26,6 kV a 15,05 A 2,4 kV a 174 A (c) 0,866 (d) 1,2 MW (e) 73,2% 50% 13-34 Transf. princ. $V_1 = 132$ kV $I_1 = 52{,}5$ A $V_2 = 13{,}8$ kV $I_2 = 435$ A, capacidade = 6,93 MVA Transf. de equil. $V_1 = 114{,}2$ kV $I_1 = 52{,}5$ A $V_2 = 13{,}8$ kV $I_2 = 435$ A, capacidade = 6,0 MVA 13-35 tanto (a) como (b) $I_2 = 90{,}2$ A e $I_1 = 781$ A 13-36 Transf. princ. $V_2 = 230$ V $I_2 = 125{,}5$ A $V_1 = 230$ V $I_1 = 108{,}7$ A Transf. de equil. $V_2 = 199{,}2$ V $I_2 = 125.5$ A $V_1 = 230$ V $I_1 = 108{,}7$ A.

apêndice

TABELA A-1 — FUNÇÕES TRIGONOMÉTRICAS NATURAIS

Ângulo, °	**sen**	**tang**	**cot**	**cos**	**Ângulo, °**	**Ângulo, °**	**sen**	**tang**	**cot**	**cos**	**Ângulo, °**
0,0	0,00000	0,00000	∞	1,00000	**90,0**	**4,5**	0,07846	0,07870	12,706	0,99692	**86,5**
,1	,00175	,00175	572,96	1,00000	,9	,6	,08020	,08046	12,429	,99678	,4
,2	,00349	,00349	286,48	0,99999	,8	,7	,08194	,08221	12,163	,99664	,3
,3	,00524	,00524	190,98	,99999	,7	,8	,08368	,08397	11,909	,99649	,2
,4	,00698	,00698	143,24	,99998	,6	,9	,08542	,08573	11,664	,99635	,1
,5	,00873	,00873	114,59	,99996	,5	**5,0**	0,08716	0,08749	11,430	0,99619	**85,0**
,6	,01047	,01047	95,489	,99995	,4	,1	,08889	,08925	11,205	,99604	,9
,7	,01222	,01222	81,847	,99993	,3	,2	,09063	,09101	10,988	,99588	,8
,8	,01396	,01396	71,615	,99990	,2	,3	,09237	,09277	10,780	,99572	,7
,9	,01571	,01571	63,657	,99988	,1	,4	,09411	,09453	10,579	,99556	,6
1,0	0,01745	0,01746	57,290	0,99985	**89,0**	,5	,09585	,09629	10,385	,99540	,5
,1	,01920	,01920	52,081	,99982	,9	,6	,09758	,09805	10,199	,99523	,4
,2	,02094	,02095	47,740	,99978	,8	,7	,09932	,09981	10,019	,99506	,3
,3	,02269	,02269	44,066	,99974	,7	,8	,10106	,10158	9,8448	,99488	,2
,4	,02443	,02444	40,917	,99970	,6	,9	,10279	,10334	9,6768	,99470	,1
,5	,02618	,02619	38,188	,99966	,5	**6,0**	0,10453	0,10510	9,5144	0,99452	**84,0**
,6	,02792	,02793	35,801	,99961	,4	,1	,10626	,10687	9,3572	,99434	,9
,7	,02967	,02968	33,694	,99956	,3	,2	,10800	,10863	9,2052	,99415	,8
,8	,03141	,03143	31,821	,99951	,2	,3	,10973	,11040	9,0579	,99396	,7
,9	,03316	,03317	30,145	,99945	,1	,4	,11147	,11217	8,9152	,99377	,6
2,0	0,03490	0,03492	28,636	0,99939	**88,0**	,5	,11320	,11394	8,7769	,99357	,5
,1	,03664	,03667	27,271	,99933	,9	,6	,11494	,11570	8,6427	,99337	,4
,2	,03839	,03842	26,031	,99926	,8	,7	,11667	,11747	8,5126	,99317	,3
,3	,04013	,04016	24,898	,99919	,7	,8	,11840	,11924	8,3863	,99297	,2
,4	,04188	,04191	23,859	,99912	,6	,9	,12014	,12101	8,2636	,99276	,1
,5	,04362	,04366	22,904	,99905	,5	**7,0**	0,12187	0,12278	8,1443	0,99255	**83,0**
,6	,04536	,04541	22,022	,99897	,4	,1	,12360	,12456	8,0285	,99233	,9
,7	,04711	,04716	21,205	,99889	,3	,2	,12533	,12633	7,9158	,99211	,8
,8	,04885	,04891	20,446	,99881	,2	,3	,12706	,12810	7,8062	,99189	,7
,9	,05059	,05066	19,740	,99872	,1	,4	,12880	,12988	7,6996	,99167	,6
3,0	0,05234	0,05241	19,081	0,99863	**87,0**	,5	,13053	,13165	7,5958	,99144	,5
,1	,05408	,05416	18,464	,99854	,9	,6	,13226	,13343	7,4947	,99122	,4
,2	,05582	,05591	17,886	,99844	,8	,7	,13399	,13521	7,3962	,99098	,3
,3	,05756	,05766	17,343	,99834	,7	,8	,13572	,13698	7,3002	,99075	,2
,4	,05931	,05941	16,832	,99824	,6	,9	,13744	,13876	7,2066	,99051	,1
,5	,06105	,06116	16,350	,99813	,5	**8,0**	0,13917	0,14054	7,1154	0,99027	**82,0**
,6	,06279	,06291	15,895	,99803	,4	,1	,14090	,14232	7,0264	,99002	,9
,7	,06453	,06467	15,464	,99792	,3	,2	,14263	,14410	6,9395	,98978	,8
,8	,06627	,06642	15,056	,99780	,2	,3	,14436	,14588	6,8548	,98953	,7
,9	,06802	,06817	14,669	,99768	,1	,4	,14608	,14767	6,7720	,98927	,6
4,0	0,06976	0,06993	14,301	0,99756	**86,0**	,5	,14781	,14945	6,6912	,98902	,5
,1	,07150	,07168	13,951	,99744	,9	,6	,14954	,15124	6,6122	,98876	,4
,2	,07324	,07344	13,617	,99731	,8	,7	,15126	,15302	6,5350	,98849	,3
,3	,07498	,07519	13,300	,99719	,7	,8	,15299	,15481	6,4596	,98823	,2
,4	,07672	,07695	12,996	,99705	,6	,9	,15471	,15660	6,3859	,98796	,1
,5	,07846	,07870	12,706	,99692	,5	**9,0**	0,15643	0,15838	6,3138	0,98769	**81,0**
Ângulo, °	**cos**	**cot**	**tang**	**sen**	**Ângulo, °**	**Ângulo, °**	**cos**	**cot**	**tang**	**sen**	**Ângulo, °**

(continua)

(continuação)

Ângulo, °	sen	tang	cot	cos	Ângulo, °	Ângulo, °	sen	tang	cot	cos	Ângulo, °
9,0	0,15643	0,15838	6,3138	0,98769	**81,0**	**14,0**	0,24192	0,24933	4,0108	0,97030	**76,0**
,1	,15816	,16017	6,2432	,98741	,9	,1	,24362	,25118	3,9812	,96987	,9
,2	,15988	,16196	6,1742	,98714	,8	,2	,24531	,25304	3,9520	,96945	,8
,3	,16160	,16376	6,1066	,98686	,7	,3	,24700	,25490	3,9232	,96902	,7
,4	,16333	,16555	6,0405	,98657	,6	,4	,24869	,25676	3,8947	,96858	,6
,5	,16505	,16734	5,9758	,98629	,5	,5	,25038	,25862	3,8667	,96815	,5
,6	,16677	,16914	5,9124	,98600	,4	,6	,25207	,26048	3,8391	,96771	,4
,7	,16849	,17093	5,8502	,98570	,3	,7	,25376	,26235	3,8118	,96727	,3
,8	,17021	,17273	5,7894	,98541	,2	,8	,25545	,26421	3,7848	,96682	,2
,9	,17193	,17453	5,7297	,98511	,1	,9	,25713	,26608	3,7583	,96638	,1
10,0	0,17365	0,17633	5,6713	0,98481	**80,0**	**15,0**	0,25882	0,26795	3,7321	0,96593	**75,0**
,1	,17537	,17813	5,6140	,98450	,9	,1	,26050	,26982	3,7062	,96547	,9
,2	,17708	,17993	5,5578	,98420	,8	,2	,26219	,26169	3,6806	,96502	,8
,3	,17880	,18173	5,5026	,98389	,7	,3	,26387	,27357	3,6554	,96456	,7
,4	,18052	,18353	5,4486	,98357	,6	,4	,26556	,27545	3,6305	,96410	,6
,5	,18224	,18534	5,3955	,98325	,5	,5	,26724	,27732	3,6059	,96363	,5
,6	,18395	,18714	5,3435	,98294	,4	,6	,26892	,27921	3,5816	,96316	,4
,7	,18567	,18895	5,2924	,98261	,3	,7	,27060	,28109	3,5576	,96269	,3
,8	,18738	,19076	5,2422	,98229	,2	,8	,27228	,28297	3,5339	,96222	,2
,9	,18910	,19257	5,1929	,98196	,1	,9	,27396	,28486	3,5105	,96174	,1
11,0	0,19081	0,19438	5,1446	0,98163	**79,0**	**16,0**	0,27564	0,28675	3,4874	0,96126	**74,0**
,1	,19252	,19619	5,0970	,98129	,9	,1	,27731	,28864	3,4646	,96078	,9
,2	,19423	,19801	5,0504	,98096	,8	,2	,27899	,29053	3,4420	,96029	,8
,3	,19595	,19982	5,0045	,98061	,7	,3	,28067	,29242	3,4197	,95981	,7
,4	,19766	,20164	4,9594	,98027	,6	,4	,28234	,29432	3,3977	,95931	,6
,5	,19937	,20345	4,9152	,97992	,5	,5	,28402	,29621	3,3759	,95882	,5
,6	,20108	,20527	4,8716	,97958	,4	,6	,28569	,29811	3,3544	,95832	,4
,7	,20279	,20709	4,8288	,97922	,3	,7	,28736	,30001	3,3332	,95782	,3
,8	,20450	,20891	4,7867	,97887	,2	,8	,28903	,30192	3,3122	,95732	,2
,9	,20620	,21073	4,7453	,97851	,1	,9	,29070	,30382	3,2914	,95681	,1
12,0	0,20791	0,21256	4,7046	0,97815	**78,0**	**17,0**	0,29237	0,30573	3,2709	0,95630	**73,0**
,1	,20962	,21438	4,6646	,97778	,9	,1	,29404	,30764	3,2506	,95579	,9
,2	,21132	,21621	4,6252	,97742	,8	,2	,29571	,30955	3,2305	,95528	,8
,3	,21303	,21804	4,5864	,97705	,7	,3	,29737	,31147	3,2106	,95476	,7
,4	,21474	,21986	4,5483	,97667	,6	,4	,29904	,31338	3,1910	,95424	,6
,5	,21644	,22169	4,5107	,97630	,5	,5	,30071	,31530	3,1716	,95372	,5
,6	,21814	,22353	4,4737	,97592	,4	,6	,30237	,31722	3,1524	,95319	,4
,7	,21985	,22536	4,4373	,97553	,3	,7	,30403	,31914	3,1334	,95266	,3
,8	,22155	,22719	4,4015	,97515	,2	,8	,30570	,32106	3,1146	,95213	,2
,9	,22325	,22903	4,3662	,97476	,1	,9	,30736	,32299	3,0961	,95159	,1
13,0	0,22495	0,23087	4,3315	0,97437	**77,0**	**18,0**	0,30902	0,32492	3,0777	0,95106	**72,0**
,1	,22665	,23271	4,2972	,97398	,9	,1	,31068	,32685	3,0595	,95052	,9
,2	,22835	,23455	4,2635	,97358	,8	,2	,31233	,32878	3,0415	,94997	,8
,3	,23005	,23639	4,2303	,97318	,7	,3	,31399	,33072	3,0237	,94943	,7
,4	,23175	,23823	4,1976	,97278	,6	,4	,31565	,33266	3,0061	,94888	,6
,5	,23345	,24008	4,1653	,97237	,5	,5	,31730	,33460	2,9887	,94832	,5
,6	,23514	,24193	4,1335	,97196	,4	,6	,31896	,33654	2,9714	,94777	,4
,7	,23684	,24377	4,1022	,97155	,3	,7	,32061	,33848	2,9544	,94721	,3
,8	,23853	,24562	4,0713	,97113	,2	,8	,32227	,34043	2,9375	,94665	,2
,9	,24023	,24747	4,0408	,97072	,1	,9	,32392	,34238	2,9208	,94609	,1
14,0	0,24192	0,24933	4,0108	0,97030	**76,0**	**19,0**	0,32557	0,34433	2,9042	0,94552	**71,0**
Ângulo, °	**cos**	**cot**	**tang**	**sen**	**Ângulo, °**	**Ângulo, °**	**cos**	**cot**	**tang**	**sen**	**Ângulo, °**

(continua)

(continuação)

Ângulo, °	sen	tang	cot	cos	Ângulo, °	Ângulo, °	sen	tang	cot	cos	Ângulo, °
19,0	0,32557	0,34433	2,9042	0,94552	**71,0**	**24,0**	0,40674	0,44523	2,2460	0,91355	**66,0**
,1	,32722	,34628	2,8878	,94495	,9	,1	,40833	,44732	2,2355	,91283	,9
,2	,32887	,34824	2,8716	,94438	,8	,2	,40992	,44942	2,2251	,91212	,8
,3	,33051	,35020	2,8556	,94380	,7	,3	,41151	,45152	2,2148	,91140	,7
,4	,33216	,35216	2,8397	,94322	,6	,4	,41310	,45362	2,2045	,91068	,6
,5	,33381	,35412	2,8239	,94264	,5	,5	,41469	,45573	2,1943	,90996	,5
,6	,33545	,35608	2,8083	,94206	,4	,6	,41628	,45784	2,1842	,90924	,4
,7	,33710	,35805	2,7929	,94147	,3	,7	,41787	,45995	2,1742	,90851	,3
,8	,33874	,36002	2,7776	,94088	,2	,8	,41945	,46206	2,1642	,90778	,2
,9	,34038	,36199	2,7625	,94029	,1	,9	,42104	,46418	2,1543	,90704	,1
20,0	0,34202	0,36397	2,7475	0,93969	**70,0**	**25,0**	0,42262	0,46631	2,1445	0,90631	**65,0**
,1	,34366	,36595	2,7326	,93909	,9	,1	,42420	,46843	2,1348	,90557	,9
,2	,34530	,36793	2,7179	,93849	,8	,2	,42578	,47056	2,1251	,90483	,8
,3	,34694	,36991	2,7034	,93789	,7	,3	,42736	,47270	2,1155	,90408	,7
,4	,34857	,37190	2,6889	,93728	,6	,4	,42894	,47483	2,1060	,90334	,6
,5	,35021	,37388	2,6746	,93667	,5	,5	,43051	,47698	2,0965	,90259	,5
,6	,35184	,37588	2,6605	,93606	,4	,6	,43209	,47912	2,0872	,90183	,4
,7	,35347	,37787	2,6464	,93544	,3	,7	,43366	,48127	2,0778	,90108	,3
,8	,35511	,37986	2,6325	,93483	,2	,8	,43523	,48342	2,0686	,90032	,2
,9	,35674	,38186	2,6187	,93420	,1	,9	,43680	,48557	2,0594	,89956	,1
21,0	0,35837	0,38386	2,6051	0,93358	**69,0**	**26,0**	0,43837	0,48773	2,0503	0,89879	**64,0**
,1	,36000	,38587	2,5916	,93295	,9	,1	,43994	,48989	2,0413	,89803	,9
,2	,36162	,38787	2,5782	,93232	,8	,2	,44151	,49206	2,0323	,89726	,8
,3	,36325	,38988	2,5649	,93169	,7	,3	,44307	,49423	2,0233	,89649	,7
,4	,36488	,39190	2,5517	,93106	,6	,4	,44464	,49640	2,0145	,89571	,6
,5	,36650	,39391	2,5386	,93042	,5	,5	,44620	,49858	2,0057	,89493	,5
,6	,36812	,39593	2,5257	,92978	,4	,6	,44776	,50076	1,9970	,89415	,4
,7	,36975	,39795	2,5129	,92913	,3	,7	,44932	,50295	1,9883	,89337	,3
,8	,37137	,39997	2,5002	,92849	,2	,8	,45088	,50514	1,9797	,89259	,2
,9	,37299	,40200	2,4876	,92784	,1	,9	,45243	,50733	1,9711	,89180	,1
22,0	0,37461	0,40403	2,4751	0,92718	**68,0**	**27,0**	0,45399	0,50953	1,9626	0,89101	**63,0**
,1	,37622	,40606	2,4627	,92653	,9	,1	,45554	,51173	1,9542	,89021	,9
,2	,37784	,40809	2,4504	,92587	,8	,2	,45710	,51393	1,9458	,88942	,8
,3	,37946	,41013	2,4383	,92521	,7	,3	,45865	,51614	1,9375	,88862	,7
,4	,38107	,41217	2,4262	,92455	,6	,4	,46020	,51835	1,9292	,88782	,6
,5	,38268	,41421	2,4142	,92388	,5	,5	,46175	,52057	1,9210	,88701	,5
,6	,38430	,41626	2,4023	,92321	,4	,6	,46330	,52279	1,9128	,88620	,4
,7	,38591	,41831	2,3906	,92254	,3	,7	,46484	,52501	1,9047	,88539	,3
,8	,38752	,42036	2,3789	,92186	,2	,8	,46639	,52724	1,8967	,88458	,2
,9	,38912	,42242	2,3673	,92119	,1	,9	,46793	,52947	1,8887	,88377	,1
23,0	0,39073	0,42447	2,3559	0,92050	**67,0**	**28,0**	0,46947	0,53171	1,8807	0,88295	**62,0**
,1	,39234	,42654	2,3445	,91982	,9	,1	,47101	,53395	1,8728	,88213	,9
,2	,39394	,42860	2,3332	,91914	,8	,2	,47255	,53620	1,8650	,88130	,8
,3	,39555	,43067	2,3220	,91845	,7	,3	,47409	,53844	1,8572	,88048	,7
,4	,39715	,43274	2,3109	,91775	,6	,4	,47562	,54070	1,8495	,87965	,6
,5	,39875	,43481	2,2998	,91706	,5	,5	,47716	,54296	1,8418	,87882	,5
,6	,40035	,43689	2,2889	,91636	,4	,6	,47869	,54522	1,8341	,87798	,4
,7	,40195	,43897	2,2781	,91566	,3	,7	,48022	,54748	1,8265	,87715	,3
,8	,40355	,44105	2,2673	,91496	,2	,8	,48175	,54975	1,8190	,87631	,2
,9	,40514	,44314	2,2566	,91425	,1	,9	,48328	,55203	1,8115	,87546	,1
24,0	0,40674	0,44523	2,2460	0,91355	**66,0**	**29,0**	0,48481	0,55431	1,8040	0,87462	**61,0**
Ângulo, °	**cos**	**cot**	**tang**	**sen**	**Ângulo, °**	**Ângulo, °**	**cos**	**cot**	**tang**	**sen**	**Ângulo, °**

(continua)

(continuação)

Ângulo, °	sen	tang	cot	cos	Ângulo, °	Ângulo, °	sen	tang	cot	cos	Ângulo, °
29,0	0,48481	0,55431	1,8040	0,87462	**61,0**	**34,0**	0,55919	0,67451	1,4826	0,82904	**56,0**
,1	,48634	,55659	1,7966	,87377	,9	,1	,56064	,67705	1,4770	,82806	,9
,2	,48786	,55888	1,7893	,87292	,8	,2	,56208	,67960	1,4715	,82708	,8
,3	,48938	,56117	1,7820	,87207	,7	,3	,56353	,68215	1,4659	,82610	,7
,4	,49090	,56347	1,7747	,87121	,6	,4	,56497	,68471	1,4605	,82511	,6
,5	,49242	,56577	1,7675	,87036	,5	,5	,56641	,68728	1,4550	,82413	,5
,6	,49394	,56808	1,7603	,86949	,4	,6	,56784	,68985	1,4496	,82314	,4
,7	,49546	,57039	1,7532	,86863	,3	,7	,56928	,69243	1,4442	,82214	,3
,8	,49697	,57271	1,7461	,86777	,2	,8	,57071	,69502	1,4388	,82115	,2
,9	,49849	,57503	1,7391	,86690	,1	,9	,57215	,69761	1,4335	,82015	,1
30,0	0,50000	0,57735	1,7321	0,86603	**60,0**	**35,0**	0,57358	0,70021	1,4281	0,81915	**55,0**
,1	,50151	,57968	1,7251	,86515	,9	,1	,57501	,70281	1,4229	,81815	,9
,2	,50302	,58201	1,7182	,86427	,8	,2	,57643	,70542	1,4176	,81714	,8
,3	,50453	,58435	1,7113	,86340	,7	,3	,57786	,70804	1,4124	,81614	,7
,4	,50603	,58670	1,7045	,86251	,6	,4	,57928	,71066	1,4071	,81513	,6
,5	,50754	,58905	1,6977	,86163	,5	,5	,58070	,71329	1,4019	,81412	,5
,6	,50904	,59140	1,6909	,86074	,4	,6	,58212	,71593	1,3968	,81310	,4
,7	,51054	,59376	1,6842	,85985	,3	,7	,58354	,71857	1,3916	,81208	,3
,8	,51204	,59612	1,6775	,85896	,2	,8	,58496	,72122	1,3865	,81106	,2
,9	,51354	,59849	1,6709	,85806	,1	,9	,58637	,72388	1,3814	,81004	,1
31,0	0,51504	0,60086	1,6643	0,85717	**59,0**	**36,0**	0,58779	0,72654	1,3764	0,80902	**54,0**
,1	,51653	,60324	1,6577	,85627	,9	,1	,58920	,72921	1,3713	,80799	,9
,2	,51803	,60562	1,6512	,85536	,8	,2	,59061	,73189	1,3663	,80696	,8
,3	,51952	,60801	1,6447	,85446	,7	,3	,59201	,73457	1,3613	,80593	,7
,4	,52101	,61040	1,6383	,85355	,6	,4	,59342	,73726	1,3564	,80489	,6
,5	,52250	,61280	1,6319	,85264	,5	,5	,59482	,73996	1,3514	,80386	,5
,6	,52399	,61520	1,6255	,85173	,4	,6	,59622	,74267	1,3465	,80232	,4
,7	,52547	,61761	1,6191	,85081	,3	,7	,59763	,74538	1,3416	,80178	,3
,8	,52696	,62003	1,6128	,84989	,2	,8	,59902	,74810	1,3367	,80073	,2
,9	,52844	,62245	1,6066	,84897	,1	,9	,60042	,75082	1,3319	,79968	,1
32,0	0,52992	0,62487	1,6003	0,84805	**58,0**	**37,0**	0,60182	0,75355	1,3270	0,79864	**53,0**
,1	,53140	,62730	1,5941	,84712	,9	,1	,60321	,75629	1,3222	,79758	,9
,2	,53288	,62973	1,5880	,84619	,8	,2	,60460	,75904	1,3175	,79653	,8
,3	,53435	,63217	1,5818	,84526	,7	,3	,60599	,76180	1,3127	,79547	,7
,4	,53583	,63462	1,5757	,84433	,6	,4	,60738	,76456	1,3079	,79441	,6
,5	,53730	,63707	1,5697	,84339	,5	,5	,60876	,76733	1,3032	,79335	,5
,6	,53877	,63953	1,5637	,84245	,4	,6	,61015	,77010	1,2985	,79229	,4
,7	,54024	,64199	1,5577	,84151	,3	,7	,61153	,77289	1,2938	,79122	,3
,8	,54171	,64446	1,5517	,84057	,2	,8	,61291	,77568	1,2892	,79016	,2
,9	,54317	,64693	1,5458	,83962	,1	,9	,61429	,77848	1,2846	,78908	,1
33,0	0,54464	0,64941	1,5399	0,83867	**57,0**	**38,0**	0,61566	0,78129	1,2799	0,78801	**52,0**
,1	,54610	,65189	1,5340	,83772	,9	,1	,61704	,78410	1,2753	,78694	,9
,2	,54756	,65438	1,5282	,83676	,8	,2	,61841	,78692	1,2708	,78586	,8
,3	,54902	,65688	1,5224	,83581	,7	,3	,61978	,78975	1,2662	,78478	,7
,4	,55048	,65938	1,5166	,83485	,6	,4	,62115	,79259	1,2617	,78369	,6
,5	,55194	,66189	1,5108	,83389	,5	,5	,62251	,79544	1,2572	,78261	,5
,6	,55339	,66440	1,5051	,83292	,4	,6	,62388	,79829	1,2527	,78152	,4
,7	,55484	,66692	1,4994	,83195	,3	,7	,62524	,80115	1,2482	,78043	,3
,8	,55630	,66944	1,4938	,83098	,2	,8	,62660	,80402	1,2437	,77934	,2
,9	,55775	,67197	1,4882	,83001	,1	,9	,62796	,80690	1,2393	,77824	,1
34,0	0,55919	0,67451	1,4826	0,82904	**56,0**	**39,0**	0,62932	0,80978	1,2349	0,77715	**51,0**
Ângulo, °	**cos**	**cot**	**tang**	**sen**	**Ângulo, °**	**Ângulo, °**	**cos**	**cot**	**tang**	**sen**	**Ângulo, °**

(continua)

(continuação)

Ângulo, °	sen	tang	cot	cos	Ângulo, °	Ângulo, °	sen	tang	cot	cos	Ângulo, °
39,0	0,62932	0,80978	1,2349	0,77715	**51,0**	**42,0**	0,66913	0,90040	1,1106	0,74314	**48,0**
,1	,63068	,81268	1,2305	,77605	,9	,1	,67043	,90357	1,1067	,74198	,9
,2	,63203	,81558	1,2261	,77494	,8	,2	,67172	,90674	1,1028	,74080	,8
,3	,63338	,81849	1,2218	,77384	,7	,3	,67301	,90993	1,0990	,73963	,7
,4	,63473	,82141	1,2174	,77273	,6	,4	,67430	,91313	1,0951	,73846	,6
,5	,63608	,82434	1,2131	,77162	,5	,5	,67559	,91633	1,0913	,73728	,5
,6	,63742	,82727	1,2088	,77051	,4	,6	,67688	,91955	1,0875	,73610	,4
,7	,63877	,83022	1,2045	,76940	,3	,7	,67816	,92277	1,0837	,73491	,3
,8	,64011	,83317	1,2002	,76828	,2	,8	,67944	,92601	1,0799	,73373	,2
,9	,64145	,83613	1,1960	,76717	,1	,9	,68072	,92926	1,0761	,73254	,1
40,0	0,64279	0,83910	1,1918	0,76604	**50,0**	**43,0**	0,68200	0,93252	1,0724	0,73135	**47,0**
,1	,64412	,84208	1,1875	,76492	,9	,1	,68327	,93578	1,0686	,73016	,9
,2	,64546	,84507	1,1833	,76380	,8	,2	,68455	,93906	1,0649	,72897	,8
,3	,64679	,84806	1,1792	,76267	,7	,3	,68582	,94235	1,0612	,72777	,7
,4	,64812	,85107	1,1750	,76154	,6	,4	,68709	,94565	1,0575	,72657	,6
40,5	0,64945	0,85408	1,1708	0,76041	**49,5**	,5	,68835	,94896	1,0538	,72537	,5
,6	,65077	,85710	1,1667	,75927	,4	,6	,68962	,95229	1,0501	,72417	,4
,7	,65210	,86014	1,1626	,75813	,3	,7	,69088	,95562	1,0464	,72297	,3
,8	,65342	,86318	1,1585	,75700	,2	,8	,69214	,95897	1,0428	,72176	,2
,9	,65474	,86623	1,1544	,75585	,1	,9	,69340	,96232	1,0392	,72055	,1
41,0	0,65606	0,86929	1,1504	0,75471	**49,0**	**44,0**	0,69466	0,96569	1,0355	0,71934	**46,0**
,1	,65738	,87236	1,1463	,75356	,9	,1	,69591	,96907	1,0319	,71813	,9
,2	,65869	,87543	1,1423	,75241	,8	,2	,69717	,97246	1,0283	,71691	,8
,3	,66000	,87852	1,1383	,75126	,7	,3	,69842	,97586	1,0247	,71569	,7
,4	,66131	,88162	1,1343	,75011	,6	,4	,69966	,97927	1,0212	,71447	,6
,5	,66262	,88473	1,1303	,74896	,5	,5	,70091	,98270	1,0176	,71325	,5
,6	,66393	,88784	1,1263	,74780	,4	,6	,70215	,98613	1,0141	,71203	,4
,7	,66523	,89097	1,1224	,74664	,3	,7	,70339	,98958	1,0105	,71080	,3
,8	,66653	,89410	1,1184	,74548	,2	,8	,70463	,99304	1,0070	,70957	,2
,9	,66783	,89725	1,1145	,74431	,1	,9	,70587	,99652	1,0035	,70834	,1
42,0	0,66913	0.90040	1,1106	0,74314	**48,0**	**45,0**	0,70711	1,00000	1,0000	0,70711	**45,0**
Ângulo, °	**cos**	**cot**	**tang**	**sen**	**Ângulo, °**	**Ângulo, °**	**cos**	**cot**	**tang**	**sen**	**Ângulo, °**

APÊNDICE A-2 — SÍMBOLOS GRÁFICOS*

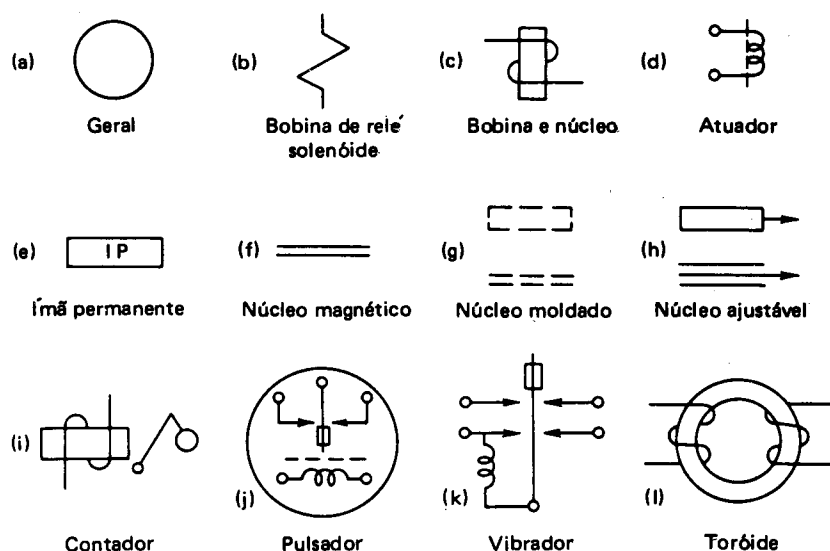



Fig. A-1 — Símbolos para enrolamentos, núcleos e dispositivos magnéticos.

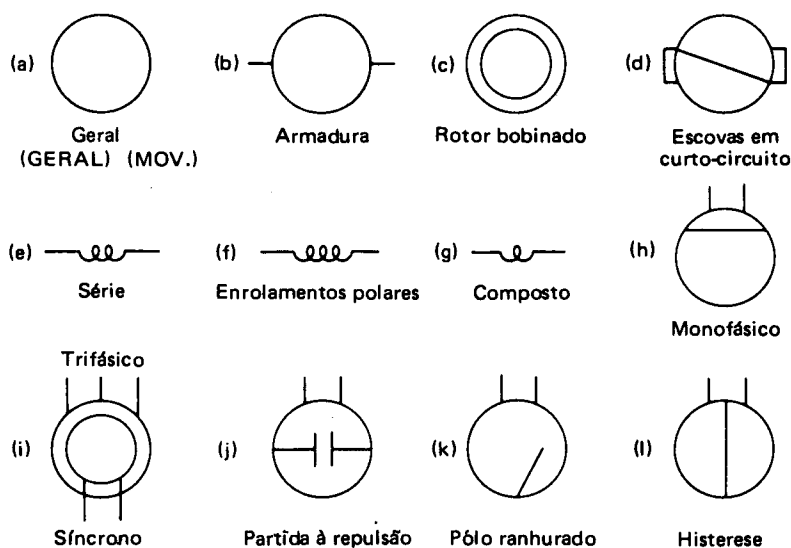



Fig. A-2 — Símbolos para máquinas girantes.

* Extraído de SHIERS, G., *Electronic Drafting*, Prentice-Hall, 1962.

Fig. A-3 — Símbolos de resistores.

Fig. A-4 — Símbolos de semicondutores.

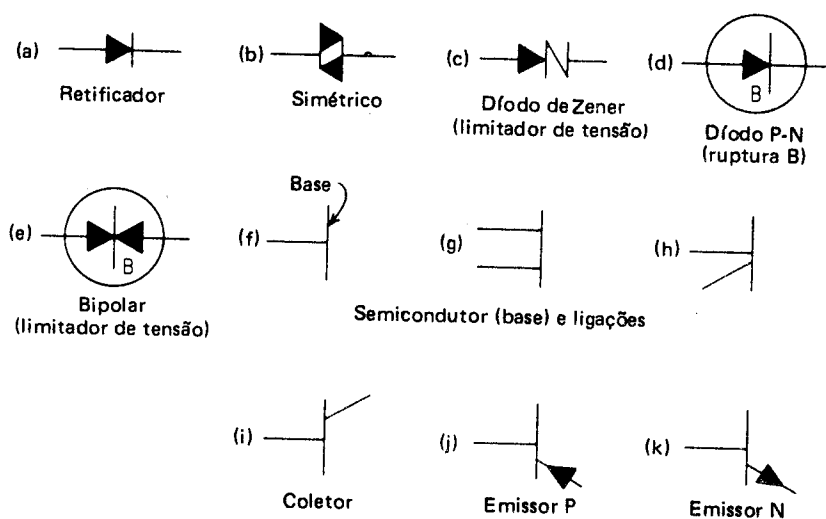
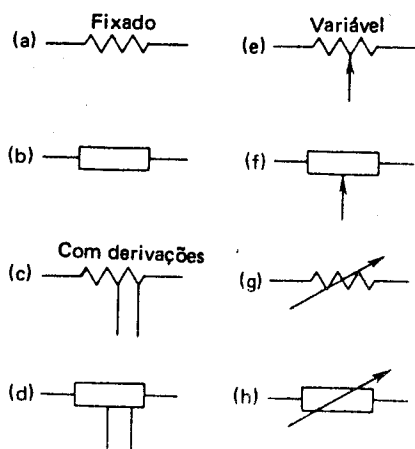
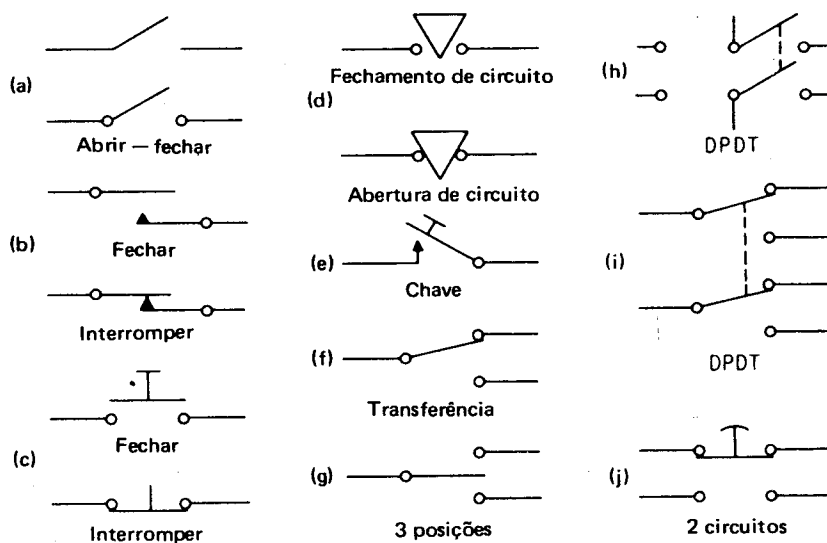



Fig. A-5 — Símbolos para chaves básicas.

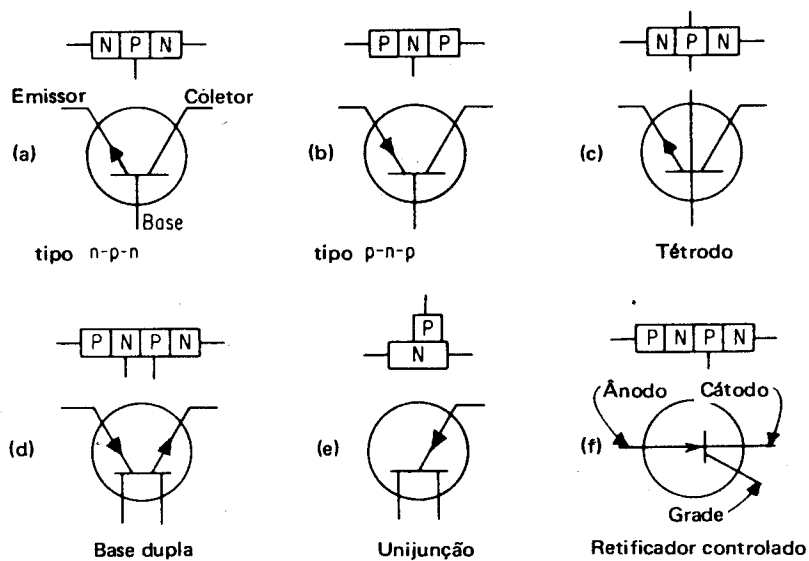



Fig. A-6 — Símbolos básicos para transistores.

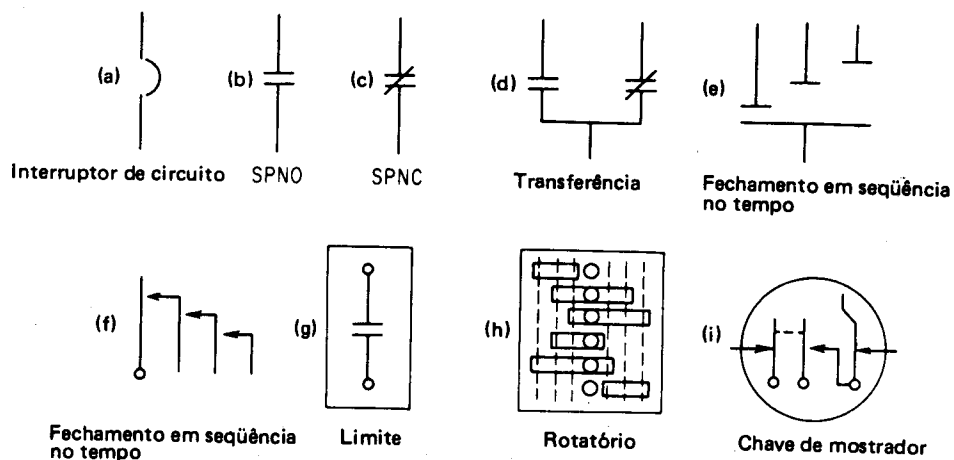



Fig. A-7 — Símbolos para chaves de contato e para fins especiais.

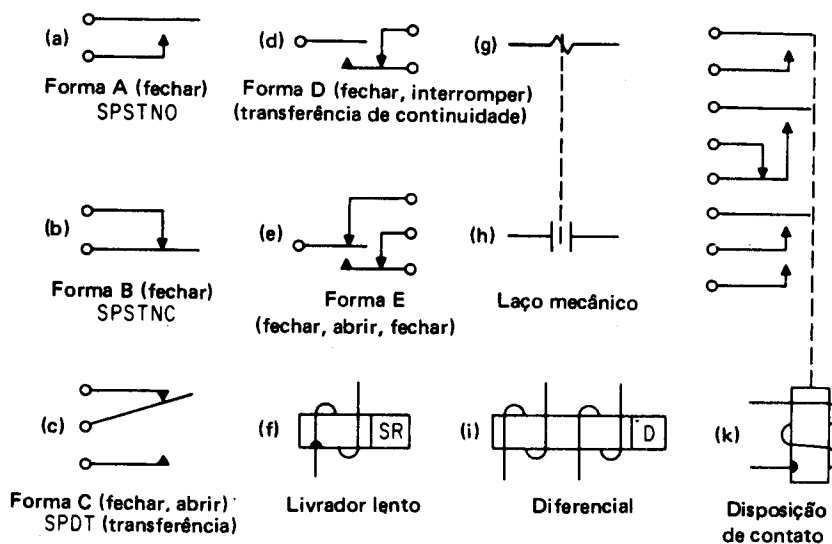



Fig. A-8 — Símbolos para relés.

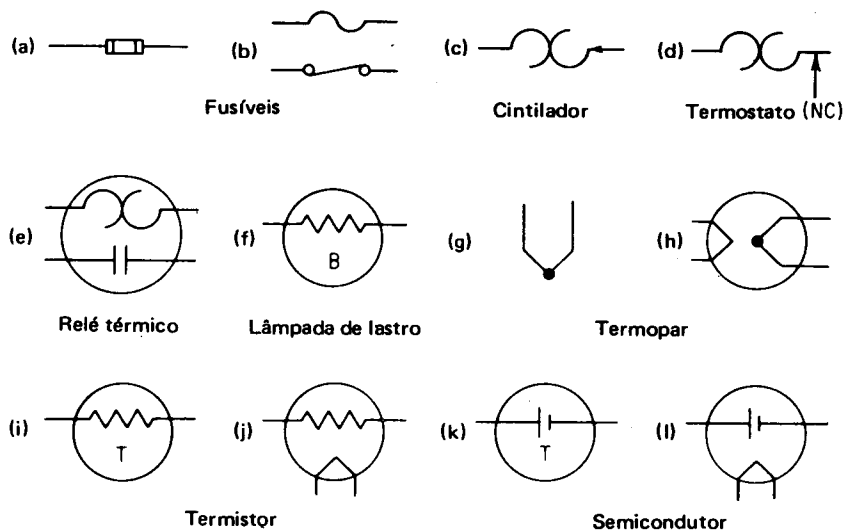



Fig. A-9 — Símbolos para dispositivos operados termicamente.

TABELA A-3 — CORRENTES À PLENA CARGA EM AMPÈRES MOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA (NEC 430-417)

Os valores seguintes de correntes à plena carga são para motores funcionando à velocidade de base.

HP	120 V	240 V
$^1/_4$	2,9	1,5
$^1/_3$	3,6	1,8
$^1/_2$	5,2	2,6
$^3/_4$	7,4	3,7
1	9,4	4,7
$1^1/_2$	13,2	6,6
2	17	8,5
3	25	12,2
5	40	20
$7^1/_2$	58	29
10	76	38
15		55
20		72
25		89
30		106
40		140
50		173
60		206
75		255
100		341
125		425
150		506
200		675

TABELA A-4 — CORRENTES À PLENA CARGA EM AMPÈRES

MOTORES MONOFÁSICOS PARA CORRENTE ALTERNADA
(NEC 430-148)

Os valores seguintes de correntes nominais são para motores funcionando às velocidades usuais e motores com características normais de torque. Motores construídos para velocidades especialmente baixas ou torques elevados podem ter correntes à plena carga mais altas, em cujo caso deverão ser usadas as correntes nominais de placa.

Para obter correntes à plena carga de motores de 208 e 200 V, aumentam-se em 10 e 15 por cento, respectivamente, as correspondentes correntes nominais do motor de 230 V.

As tensões relacionadas são tensões nominais do motor. Tensões de sistema nominais correspondentes são 110 a 120, 220 a 240, 440 a 480.

HP	115 V	230 V	440 V
1/6	4,4	2,2	
1/4	5,8	2,9	
1/3	7,2	3,6	
1/2	9,8	4,9	
3/4	13,8	6,9	
1	16	8	
1 1/2	20	10	
2	24	12	
3	34	17	
5	56	28	
7 1/2	80	40	21
10	100	50	26

TABELA A-5 — CORRENTE À PLENA CARGA*
MOTORES TRIFÁSICOS CA (NEC 430-150)

Tipo de indução Rotor tipo galola de esquilo e bobinado, ampères						Tipo síncrono Fator de potência unitário, ampères†			
HP	110 V	220 V	440 V	550 V	2.300 V	220 V	440 V	550 V	2.300 V
1/2	4	2	1	0,8					
3/4	5,6	2,8	1,4	1,1					
1	7	3,5	1,8	1,4					
1 1/2	10	5	2,5	2,0					
2	13	6,5	3,3	2,6					
3		9	4,5	4					
5		15	7,5	6					
7 1/2		22	11	9					
10		27	14	11					
15		40	20	16					
20		52	26	21					
25		64	32	26	7	54	27	22	5,4
30		78	39	31	8,5	65	33	26	6,5
40		104	52	41	10,5	86	43	35	8
50		125	63	50	13	108	54	44	10
60		150	75	60	16	128	64	51	12
75		185	93	74	19	161	81	65	15
100		246	123	98	25	211	106	85	20
125		310	155	124	31	264	132	106	25
150		360	180	144	37		158	127	40
200		480	240	192	48		210	168	40

Para correntes de plena carga de motores de 200 e 208 volts, aumenta-se a correspondente corrente de plena carga do motor de 220 volts em 6 e 10 por cento, respectivamente.

* Estes valores de corrente de plena carga são para motores funcionando às velocidades usuais, acionados por meio de correia e com características normais de torque. Motores construídos para velocidades especialmente baixas ou torques elevados podem exigir mais corrente de funcionamento, em cujo caso deverá ser usada a corrente nominal de placa.

† Para FP de 90 e 80 por cento, os dados acima deverão ser multiplicados por 1,1 e 1,25, respectivamente.

As tensões relacionadas são para tensões nominais do motor. Tensões de sistema nominais correspondentes são 110 a 120, 220 a 240, 440 a 480 e 550 a 600 volts.

TABELA A-6 — LETRAS DE CÓDIGO, INDICANDO ROTOR BLOQUEADO

(NEC 430-76)

Letra de código	Quilovolt-ampère por HP com rotor bloqueado
A	0 — 3,14
B	3,15 — 3,54
C	3,55 — 3,99
D	4,0 — 4,49
E	4,5 — 4,99
F	5,0 — 5,59
G	5,6 — 6,29
H	6,3 — 7,09
J	7,1 — 7,99
K	8,0 — 8,99
L	9,0 — 9,99
M	10,0 — 11,19
N	11,2 — 12,49
P	12,5 — 13,99
R	14,0 — 15,99
S	16,0 — 17,99
T	18,0 — 19,99
U	20,0 — 22,39
V	22,4 — e acima

A tabela acima é um padrão adotado pela National Electrical Manufacturers Association.

A letra de código indicando entrada no motor com rotor bloqueado deve estar num bloco individual na placa, desenhado apropriadamente. Esta letra de código deve ser usada para determinar a proteção para sobrecorrente de circuito derivado, pela referência à Tabela A-7.

TABELA A-7 — CAPACIDADE MÁXIMA OU AJUSTAMENTO DOS DISPOSITIVOS PROTETORES DO CIRCUITO DERIVADO DO MOTOR, MARCADOS COM UMA LETRA DE CÓDIGO INDICANDO ROTOR BLOQUEADO EM KVA (NEC 430-152)

Tipo de motor	Percentagem da corrente de plena carga		
	Capac. fusível	Ajustamento do interruptor do circuito	
		Tipo instantâneo	Limite de tempo tipo
Todos os motores CA mono e polifásicos do tipo gaiola de esquilo e motores síncronos com tensão nominal, partida a resistor ou reator:			
Letra de código A	150		150
Letras de código B até E	250		200
Letras de código F até V	300		250
Todos os motores CA tipo gaiola de esquilo e síncronos com partida por meio de autotransformador:			
Letra de código A	150		150
Letras de código B até E	200		200
Letras de código F até V	250		200

Para certas exceções dos valores especificados nas Seçs. 430-52 e 430-54 (NEC).

Os valores dados na última coluna também cobrem as capacidades dos tipos com limite de tempo, não ajustáveis, de interruptores de circuito, que também podem ser modificados como na Seç. 430-52 (NEC).

Os motores síncronos do tipo de baixo torque e baixa velocidade (usualmente 450 rpm ou menos), tais como são usados para acionar bombas, compressores alternados, etc., que partem a vazio, não requerem ajustamento da capacidade do fusível ou do interruptor do circuito acima de 200 por cento de corrente de plena carga.

Para os motores não marcados com uma letra de código, veja a Tabela A-8.

TABELA A-8 — CAPACIDADE MÁXIMA OU AJUSTAMENTO DOS DISPOSITIVOS PROTETORES DO CIRCUITO DERIVADO DO MOTOR, PARA MOTORES NÃO MARCADOS COM UMA LETRA DE CÓDIGO INDICANDO ROTOR BLOQUEADO, KVA (NEC 430-153)

Tipo de motor	Percentagem da corrente de plena carga		
	Capac. fusível	Ajustamento do interruptor do circuito	
		Tipo instantâneo	Limite de tempo tipo
Monofásicos, todos os tipos	300		250
Gaiola de esquilo e síncronos (tensão plena, partida a resistor e a reator)	300		250
Gaiola de esquilo e síncronos (partida com auto-transformador)			
Não mais de 30 A	250		200
Mais de 30 A	200		200
Gaiola de esquilo de alta reatância			
Não mais de 30 A	250		200
Mais de 30 A	200		200
Rotor bobinado	150		150
Corrente contínua			
Não mais de 50 HP	150	250	150
Mais de 50 HP	150	175	150
Fechado (tipo hermético)*			
Compressor com refriger. 400 kVA rotor bloq. ou menos	175†		175†

Para certas exceções aos valores especificados nas Seçs. 430-52 e 430-59 (NEC). Os valores dados na última coluna também cobrem as capacidades dos tipos de limite de tempo, não ajustáveis, de interruptores de circuito, que também podem ser modificados como na Seç. 430-52 (NEC).

Os motores síncronos do tipo de baixo torque e baixa velocidade (usualmente 450 rpm ou menos), tais como os usados para acionar bombas e compressores alternados, etc., com partida a vazio, não requerem um ajustamento na capacidade do fusível ou no interruptor do circuito além de 200 por cento da corrente de plena carga.

Para motores marcados com uma letra de código, veja a Tabela A-7.

* Os kVA a rotor bloqueado são o produto da tensão do motor e da corrente a rotor bloqueado, do motor, dados na placa do motor, divididos por 1.000 para motores monofásicos, ou divididos por 580 para motores trifásicos.

† Este valor pode ser aumentado até 225 por cento, se necessário, para permitir a partida.

TABELA A-9 — TORQUES E CORRENTES NOMINAIS E DE PARTIDA DE VÁRIAS CLASSES DE MOTORES DE INDUÇÃO† DE 220 V*

Motor HP	Corrente nominal A	Corrente de partida A		Torque de partida, percentagem do torque nominal à tensão nominal					
		Classes B, C, D	Classe F	Classes A e B			Classe C		
				4 pólos	6 pólos	8 pólos	4 pólos	6 pólos	8 pólos
0,5	2,0	12				150			
1,0	3,5	24		275	175	150			
1,5	5,0	35		265	175	150			
2	6,5	45		250	175	150			
3	9,0	60		250	175	150		250	225
5	15	90		185	160	130	250	250	225
7,5	22	120		175	150	125	250	225	200
10	27	150		175	150	125	250	225	200
15	40	220		165	140	125	225	200	200
20	52	290		150	135	125	200	200	200
25	64	365		150	135	125	200	200	200
30	78	435	270	150	135	125	200	200	200
40	104	580	360	150	135	125	200	200	200
50	125	725	450	150	135	125	200	200	200
60	150	870	540	150	135	125	200	200	200
75	185	1.085	675	150	135	125	200	200	200
100	246	1.450	900	125	125	125	200	200	200
125	310	1.815	1.125	125	125	125	200	200	200
150	360	2.170	1.350	125	125	125	200	200	200
200	480	2.900	1.800	125	125	125	200	200	200

* Para modificações na tensão, usem-se as seguintes equações:

a. Corrente de partida $= \frac{V_1}{220} \times I_s$

em que V_1 é a nova tensão aplicada ao estator e I_s é a corrente de partida na tabela acima.

b. Torque de partida $= \frac{V_1}{220} \times T_s$

em que T_s é o torque de partida na tabela acima.

† Correntes de partida de motores classe A são usualmente *mais altas* que as correspondentes das classes B, C e D.

Correntes de partida de motores classe D são usualmente *mais altas* que as correspondentes das classes A, B e C.

Os torques de partida de motores classe F são usualmente *mais baixos* que os correspondentes às classes A, B e C.

ÍNDICE REMISSIVO

APÊNDICE

SÍMBOLOS GRÁFICOS DE ELETRICIDADE

SÍMBOLOS GRÁFICOS DE ELETRICIDADE

SB – 4

Natureza da corrente e sistemas elétricos, métodos de conexão, condutores e linhas, acessórios

---

1. Objetivo

1.1 Esta simbologia tem por fim fixar os símbolos gráficos para natureza da corrente, sistemas elétricos, métodos de conexão, condutores e linhas, incluindo ainda os símbolos referentes aos acessórios como muflas, blocos terminais e buchas.

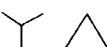
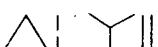
1.2 Os símbolos dos capítulos 1, 2 e 3 somente devem ser usados acompanhando outros símbolos de aparelhos, máquinas ou linhas, para indicar precisamente a natureza da corrente, o sistema elétrico ou o método de conexão. Além desta aplicação, devem ser usados nas placas de identificação de máquinas e de aparelhos.

CAPÍTULO I

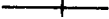
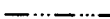
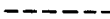
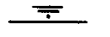
Natureza da corrente

N.º	SÍMBOLO	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÃO
601	——	Contínua, símbolo geral	
602	= = =	Contínua, no caso de não ser possível o uso do símbolo anterior	
603		Ondulada ou retificada	
604	∼	Alternada, símbolo geral	Quando em um determinado desenho for necessário distinguir as diferentes gamas de freqüência, podem-se utilizar os símbolos seguintes
605	∼	Alternada de freqüência industrial com carga equilibrada nos condutores ou enrolamentos	
606		Alternada de freqüência industrial com carga desequilibrada nos condutores ou enrolamentos	
607		Contínua ou alternada	
608	+	Polaridade positiva	
609	—	Polaridade negativa	
610		Valor de crista	
611		Impulso retangular	
612		Impulso triangular	
613		Impulso indutivo	

CAPÍTULO II

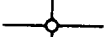
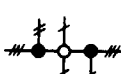
Sistemas elétricos

614	2 —— 110 V	Corrente contínua, 2 condutores, 110 V	Para corrente contínua a tensão é indicada à direita do símbolo n.º 601
		Em corrente alternada	
615	n ∼ f	De n fases e freqüência f	Os símbolos das unidades podem ser omitidos se não causarem ambigüidade

N.º	SÍMBOLO	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÃO
616	1 ~ 25Hz	Monofásica, 25 Hz	
617	3 ~ 60	Trifásica, 60 Hz	
618	3 ~ 60Hz 220 V	Trifásica, 60 Hz, 220 V	Quando necessário a tensão deverá ser indicada em volts à direita da freqüência
619	3+N ~ 60	Trifásica, com neutro, 60 Hz	A indicação do condutor neutro será feita pela letra N
620	3 + N ~ 60 Hz 380 V	Trifásica com neutro, 60 Hz, 380 V entre fases	Para circuitos trifásicos, deve ser indicada a tensão entre fases

CAPÍTULO III

Métodos de conexão

		Ligações	
621		Em série	
622		Em paralelo	
623		Em ponte	
624		Em L	
625		Em triângulo (delta)	
626		Em triângulo aberto (delta aberto)	
627		Em estrela	
628		Em estrela com neutro acessível	
629		Em ziguezague	
630		Em V	
631		Em T (Ligação *Scott*)	

N.º	SÍMBOLO	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÃO
632		De 4 fases, com neutro acessível	
633		Em duplo triângulo	
634		Em hexágono	
635		Em dupla estrela	
636		Em duplo ziguezague	
637	n	De n fases em polígono	
638	n	De n fases em estrela	
639		Estrela-triângulo	
640		Triângulo-estrela Triângulo : enrolamentos ligados em série Estrela : enrolamentos ligados em paralelo	
		Número de fases	
641		Monofásico	
642		Monofásico com fase auxiliar	
643	2	Bifásico	
644	3	Trifásico	
645	6	Hexafásico	
646	n	De n fases	

CAPÍTULO IV

Condutor, cabo e linha

N.º	SÍMBOLO	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÃO
		Condutor e cabo	
647		Símbolo geral	
648		Usado adicionalmente quando deve ser feita uma diferenciação	
649		De fase	
650		Neutro	
651		De retorno	
		Linha	
652		Executada	
653		Em execução	
654		Planejada	
655		Prevista	
656		Móvel	
657		Flexível	
658		De aterramento, de ligação ao neutro e de proteção	
659		Estranha	
660		De sinalização	
661		De telefone	
662		De rádio	
663		Coaxial	
664		Subterrânea	

N.º	SÍMBOLO	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÃO
665		Submersa	
666		Aérea	
667		Protegida não aterrada	
668		Protegida aterrada, com indicação do ponto de aterramento	
669		Com proteção coletiva de linha, representada separadamente	
670		Coaxial blindada	
671		De dois condutores	
672		De três condutores	
673		De n condutores	
		Exemplos	
674		Conjunto de linhas quando não são cruzadas entre si com indicação do número de condutores	
675		Conjunto de linhas quando podem ser cruzadas entre si com indicação do número de condutores	
675.1		Com representação unipolar	
676		Conjunto de linhas com indicação da direção de entrada	
677	— 110 V / 2 x 125 mm² Al — 110 V / 2 x 125 mm² Al	Circuito de corrente contínua, 110 V, 2 condutores de 125 mm², de alumínio	
678	3 ~ 60 Hz 6 000 V / 3 x 50 mm² Cu 3 ~ 60 Hz 6 000 V / 3 x 50 mm² Cu	Circuito trifásico de corrente alternada, 60 Hz, 6 000 V, 3 condutores de cobre com 50 mm² de seção	Os símbolos das unidades podem ser omitidos se não causarem ambigüidade

CAPÍTULO V

Conexão de condutores

N.º	SÍMBOLO	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÃO
679	●	Contato fixo que não deve ser desfeito em condições normais de serviço	
680	○	Contato móvel que pode ser desfeito em condições normais de serviço	
681		Conexão fixa de condutores	
682		Conexão móvel de condutores	
683		Cruzamento de condutores sem conexão elétrica	
684		Exemplo: Conexão de condutores	
685		Exemplo: Cruzamento de condutores	

CAPÍTULO VI

Acessórios

		Muflas	
686		Terminal	
687		De junção	
688		De derivação simples	
689		De derivação dupla	
		Bloco terminal	
690	1 2 3	Símbolo geral	A relação entre os lados deve ser compreendida entre 1 : 1 e 1 : 3

N.º	SÍMBOLO	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÃO
691		Com derivação permanente	
692		Com derivação não permanente	
		Buchas	
693		Sem terminais	
694		Com terminais e com alimentação permanente	
695		Com terminais e com alimentação não permanente	
696		Condensivas	
697	T	Condensivas com indicação de tensão	

SÍMBOLOS GRÁFICOS DE ELETRICIDADE

SB — 7

Dispositivos de comando, partida e proteção

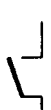
Em Votação

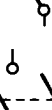
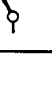
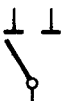
1. Objetivo

1.1 Esta simbologia tem por fim fixar os símbolos gráficos usados para dispositivos de comando, partida e proteção.

2. Terminologia

2.1 Estando as definições relativas a equipamento de manobra ainda em compilação na Comissão Permanente de Terminologia, deverá ser anexada a parte correspondente à terminologia somente depois de terminado o trabalho a ser elaborado pelo Grupo 15 da TB-19.

3. Símbolos

NOTA: Não estão sujeitos à votação os símbolos de números 1 201 a 1 225 inclusive, por já terem sido votados e aprovados na publicação P-SB-5/65, fazendo parte desta norma devido ao reagrupamento de símbolos.

CAPÍTULO I

1. Dispositivo de comando

1.1 Elementos de comando

N.º	SÍMBOLO	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
	forma I / forma II / forma III		A forma II é usada quando não há necessidade de se indicar o tipo de ligação
1 201		Permanente	
1 202		Não permanente	As formas II e III são comumente usadas em telecomunicações
		Contatos fixos	
1 203		Passante com ligação permanente	
1 204		Passante com ligação não permanente	
1 205		Garra	
		Contatos fixos com funcionamento especial	
1 206		Unidirecional	
1 207		Prolongado	
1 208		Não permanente com sopro magnético	
		Contato móvel ou faca	
1 209		Símbolo Geral	O traço representativo do contato móvel deve ser reforçado em relação ao traço representativo do fio condutor
1 210		Alimentado por contato permanente, por exemplo: soldado	
1 211		Alimentado por contato não permanente, por exemplo: aparafusado	
1 212		Prolongado, alimentado por contato não permanente, também com indicação no sentido de rotação	
		Cursor	
1 213		Variável em escalão	
1 214		Variável continuamente	
1 215		Para anéis coletores, linhas de contatos ou barras alimentadoras	
	forma I / forma II / forma III	*Exemplos de contatos*	
1 216		Abridor ou normalmente fechado	

N.º	SÍMBOLO			SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
	forma I	forma II	forma III		
1 217				Fechador ou normalmente aberto	

1.2 Aplicação em correntes fortes

N.º	SÍMBOLO	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
1 218		Reversor com interrupção	
1 219		Reversor sem interrupção	
1 220		Passante em ambos os sentidos	
1 221		Passante no sentido da flecha	
1 222		De ligação bipolar, fechadores Representação unifilar	
1 223		De ligação bipolar, fechadores Representação polifilar	
1 224		Alternativo, com duas posições de ligação e uma abertura	
1 225		Chave unipolar. Símbolo Geral	
1 226		Chave tripolar. Símbolo Geral Completo	
1 227	3	Chave tripolar. Símbolo Geral Simplificado	

N.º	SÍMBOLO	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
1 228		Secionador	
1 229		Secionador-comutador com interrupção	
1 230		Secionador-comutador sem interrupção	
1 231		Secionador-interruptor	
1 232		Secionador-disjuntor	
1 233		Contator. Representação simplificada	
1 234		Contator. Representação completa	
1 235		Contator-disjuntor	
1 236		Disjuntor. Representação completa	
1 237		Disjuntor. Representação simplificada	

1.3 Chaves seletoras

N.º	SÍMBOLO	SÍMB. ALF.	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
1 238		Ch	Símbolo Geral	
1 239	1 2 3 4	Ch	Simples com indicação da programação	
1 240		Ch	Dupla de comando simultâneo dos contatos móveis	
1 241	1 2 3 4	Ch	Complexa 4 pólos, 4 posições	
1 242	1 2 3	Ch	Complexa 5 pólos, 3 posições	
1 243		Ch	Complexa 13 pólos, 12 posições	

N.º	SÍMBOLO	SÍMB. ALF.	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
1 244		Ch	Complexa 12 pólos, 2 posições	Nos símbolos 1 239, 1 240, 1 242, 1 243 e 1 244 as ligações correspondentes a cada uma das posições serão indicadas por uma linha numerada

1.4 Chaves e botões de contatos

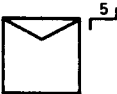
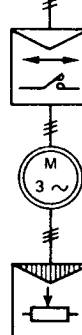
1.4.1 Chaves

N.º	SÍMBOLO	SÍMB. ALF.	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
1 245		Ct	Acionada à mão com retorno automático. O retorno automático à posição de repouso representada dar-se-á quando cessar a força de acionamento. A flecha aponta o sentido de retorno automático	
1 246		Ct	Acionada à mão por pressão. O retorno à posição de repouso representada é feito por um novo acionamento	
1 247		Ct	Acionada à mão por tração. O retorno à posição de repouso representada é feito por um novo acionamento	

1.4.2 Botões

N.º	SÍMBOLO	SÍMB. ALF.	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
1 248		Ct	Botoneira fechadora. Símbolo Geral	A flecha aponta o sentido de retorno automático
1 249		Ct	Botoneira abridora. Símbolo Geral	
1 250	III II I	Ct	Com acionamento manual e retorno automático. Os algarismos designam os contatos	

N.º	SÍMBOLO	SÍMB. ALF.	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
1 251		Ct	Com acionamento manual sem retorno automático	
1 252		Ct	Com acionamento manual e sem retorno automático e na posição fechada	
1 253		Ct	Com acionamento manual com retorno automático e indicação luminosa	
1 254	M, D, P, I, II, III, IV	Ct	De alavanca com contatos acionados à mão em um dos sentidos P/M designação da chave Algarismos romanos designam os contatos (por exemplo, P I, MIV, etc.) As flechas com letras indicam as posições, por exemplo: M = medição D = desligado P = prova	Os símbolos 1 250, 1 251, 1 252, 1 253, 1 254 e 1 255 são para desenhos suplementares nos esquemas

1.5 Aplicações em correntes fracas

1 255	ou	Ct	Contato de relé, aberto	O movimento dos contatos das posições de repouso e de operação pode ser indicado como segue: Da esquerda para a direita ou inversamente De cima para baixo ou inversamente No sentido horário ou anti-horário
1 256	ou	Ct	Contato de relé, fechado	
1 257		Ct	Contato de inversão	

N.º	SÍMBOLO	SÍMB. ALF.	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
1 258		Ct	Contato de inversão sem interrupção	
1 259		Ct	Contatos geminados de trabalho	
1 260		Ct	Contatos geminados de repouso	
1 261		Ct	Contato de relé de comando polarizado	A linha tracejada representa a posição de "aguarde" (*stand by*)
1 262		Ct	Contato de um relé de comando polarizado com a posição de repouso na condição de marca	O traço que corta o contato indica a condição de marca
1 263		Ct	Contato de um relé de comando polarizado com posição de repouso central	
1 264		Ct	Contato reversível de um relé de comando polarizado	
1 265		Ct	Contato com supressor de chispas	
			Exemplos de aplicação	
1 266 1		Ct	Contato b de um relé de comando polarizado B com uma ou duas posições de repouso da armadura A = armadura T = lado de espaço Z = lado de marca	Os símbolos 12 661, 12 662, 12 663 e 12 664 são geralmente usados em equipamentos telegráficos (correntes fracas)
1 266 2		Ct	Contatos com supressor de chispas. À esquerda, contato b de um relé polarizado B. À direita, contato n de um relé não polarizado N	
1 266 3		Ct	Contato de trabalho m o contato pertencente ao enrolamento M do relé II designação da fileira onde se encontra o contato 1: designação do contato na sua fileira (suprimida quando só há um contato na fileira)	
1 266 4		Ct	Contatos seqüenciais Os números entre parênteses indicam a seqüência do trabalho: em primeiro lugar fecha-se o contato (um), em seguida abre-se o contato (2)	

N.º	SÍMBOLO	SÍMB. ALF.	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
1 267	a, b, c; 0, 1, 2, 3, n	Sr	*Seletor rotativo de vários braços com posição de repouso indicado pelo índice O* a, b, c: designação dos braços A designação com pontos é usada quando se deseja distinguir os passos de rotação A representação em traço contínuo é usada quando não é necessária essa distinção	
1 268		Sr	*Seletor rotativo com vários braços* Esta representação é usada para seletores nos quais a ligação é feita somente depois que os braços atingem os contatos desejados	Nos símbolos 1 268 e 1 269 se os braços não são representados na posição de repouso, trata-se de um seletor sem posição de repouso definida
1 269		Sr	Representação unifilar de um seletor rotativo	
1 270	a, b, c; 1		*Seletor de elevação e giro com 3 braços* Com dois processos de ajuste diferentes (elevação e giro) 1: representação da década quando necessário	

CAPÍTULO II

Dispositivos de partida

N.º	SÍMBOLO	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
1 271		Símbolo Geral	
1 272	5	Por escalões (por exemplo, 5 escalões)	
1 273		Variável	
1 274		Para motor não reversível	
1 275		Para motor reversível	
1 276		Automático	
1 277		Semi-automático	
1 278		Com desligamento automático	

N.º	SÍMBOLO	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
1 279		Com contator para motor reversível	
1 280		Com contator-disjuntor	
1 281		Estrela-triângulo	
1 282	8/4 p	Para mudança do número de pólos (por exemplo, 8/4 pólos)	
1 283		Com reostato	
1 284		Para motor monofásico com capacitor de partida	
1 285		Com autotransformador	
1 286	I II	Série-paralela	
1 287		Automático e variável controlado por retificador para motor de corrente contínua	Pode ser feita a indicação do tipo de retificador tríodo tiratron, retificador semicondutor
1 288	M 3 ~	Motor trifásico de indução com dois dispositivos de partida: com contator para motor reversível e automático com reostato ligado ao rotor	

CAPÍTULO III

Blocos fusíveis

N.º	SÍMBOLO	SÍMB. ALF.	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
1 289		F	Símbolo Geral	
1 290		F	Com indicação da extremidade que fica sob tensão após a ruptura	
1 291		F	Com contato indicador de ruptura	
1 292		SF	Secionador fusível	
1 293		SIF	Secionador interruptor com fusíveis	

CAPÍTULO IV

Pára-raios

1 294		P	Símbolo Geral	
1 295		PL	Limitador de tensão a gás	

SÍMBOLOS GRÁFICOS DE ELETRICIDADE

P — SB - 1

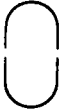
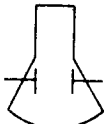
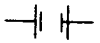
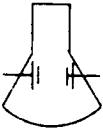
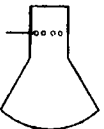
Válvulas, semicondutores, grandezas elétricas, capacitores, indutores e resistores

---

Em Votação

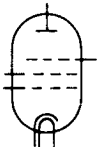
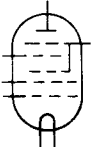
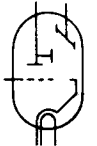
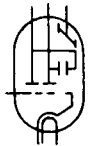
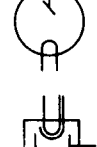
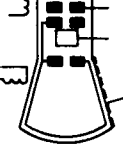
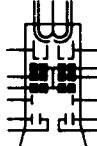
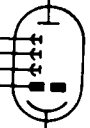
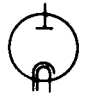
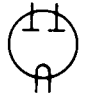
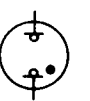
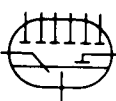
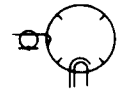
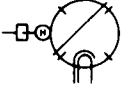
1. Objetivo

1.1 Esta norma estabelece os símbolos gráficos e alfabéticos usados para válvulas, semicondutores, grandezas elétricas, capacitores, indutores e resistores.

2. Símbolos

2.1 São representados a seguir por capítulos, os símbolos de que trata êsta norma.

CAPÍTULO I

1. Válvulas

1.1 Elementos de válvulas

N.º	SÍMBOLO	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
1		Contorno geral de semicondutores e válvulas	O traço dos contornos, para haver contraste, deverá ser mais grosso que os traços do desenho

N.º	SÍMBOLO	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
2		Contorno especial de válvulas	Para uso nos tubos de raios catódicos
3		Contorno decomposto de semicondutores e válvulas	
4		Contorno de válvulas com gás	
5		Ânodo	
6		Cátodo quente	
7		Cátodo de aquecimento direto	
8		Filamento duplo	
9		Filamento com derivação	
10		Cátodo de aquecimento indireto	
11		Cátodo líquido (não isolado do bulbo)	O contorno circular representa o bulbo
12		Cátodo líquido (isolado do bulbo)	O contorno circular representa o bulbo
13		Cátodo frio ou com aquecimento iônico	

N.º	SÍMBOLO	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
14		Cátodo frio, incluindo aquecimento iônico, com aquecimento suplementar	
15		Elétrodo servindo alternadamente de ânodo e de cátodo frio incluindo aquecimento iônico	
16		Elétrodo servindo alternadamente de ânodo e de cátodo frio incluindo aquecimento iônico com aquecimento suplementar	
17		Cátodo fotoelétrico	
18		Ignitor ou disparador	
19		Válvula de descarga de cátodo frio (bulbo parcialmente representado)	
20		Cátodo líquido com ignitor	
21		Cátodo líquido com ignitor mergulhado	
22		Grade	
23		Par de defletor	
23.1		Exemplo de aplicação	
24		Par de elétrodos com deflexão radial	
24.1		Exemplo de aplicação	

Nº	SÍMBOLO	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
25		Dispositivo de focalização magnética (ímã permanente)	
26		Dispositivo de focalização eletromagnética (eletroímã)	
27		Bobinas de deflexão magnética	
28		Elétrodo de focalização por lentes eletrônicas	
29		Elétrodo com focalização com diafragma	
29.1		Exemplo de aplicação	
30		Elétrodo de modulação de intensidade	
30.1		Exemplo de aplicação	
31		Elétrodo de abertura múltipla	
31.1		Exemplo de aplicação	
32		Elétrodo de quantificação	
32.1		Exemplo de aplicação	

N.º	SÍMBOLO	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
33		Ânodo de tubos de raios X	
34		Ânodo fluorescente	
35		Ânodo de emissão secundária	
36		Grade de emissão secundária	
37		Elemento de condutividade assimétrica. A maior condutividade é obtida quando o triângulo for positivo em relação ao traço. O triângulo representa o ânodo e o traço o cátodo	

1.2 Exemplos de válvulas

N.º	SÍMBOLO	SÍMB. ALF.	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
38		V	Válvula tríodo aquecimento direto	
39		V	Válvula tríodo aquecimento indireto	
40		V	Válvula duplo tríodo alimentação paralela aquecimento indireto	
41		V	Válvula tétrodo aquecimento direto	
42		V	Válvula pêntodo aquecimento indireto, com grade supressora ligada internamente ao cátodo	

N.º	SÍMBOLO	SÍMB. ALF.	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
43		V	Válvula pêntodo de aquecimento indireto	
44		V	Válvula héptodo aquecimento direto	
45		V	Válvula indicadora visual de sintonia (olho mágico)	
46		V	Válvula indicadora de sintonia com duas sensibilidades (olho mágico)	
47		V	Válvula de feixe dirigido	
48		V	Válvula de raios X aquecimento direto	
49		V	Válvula de raios catódicos com elétrodo de modulação de intensidade de feixe, lentes eletrostáticas de focalização (com e sem diafragma), deflexão eletromagnética e camadas condutoras interna e externa; a ligação referente a alta tensão também está representada.	Exemplo típico de cinescópio aluminizado com focalização eletrostática e deflexão eletromagnética
50		V	Válvulas de raios catódicos de dois feixes	

Nº	SÍMBOLO	SÍMB. ALF.	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
51		V	Válvula fotemissora	
52		V	Válvula fotomultiplicadora	

N.º	SÍMBOLOS		SÍMB. ALF.	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
	PREFERENCIAL	OPTATIVO			
53			V	Válvula díodo de um só ânodo e aquecimento indireto	
54			V	Válvula díodo de dois ânodos e aquecimento direto	
55			V	Válvula tríodo a gás e aquecimento indireto	
56			V	Ignitron	
57			V	Válvula díodo cátodo frio a gás	
58			V	Válvula disparadora com cátodo aquecido ionicamente e aquecimento suplementar	
59			V	Válvula a gás de cátodos frios simétricos	
60	6		V	Retificador com elétrodo ignitor e ânodo de excitação. 6 ânodos	
61			V	Válvula klistron reflexo	

Nº	SÍMBOLOS		SÍMB. ALF.	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
	PREFERENCIAL	OPTATIVO			
62			V	Válvula klistron dupla cavidade	
63			V	Válvula magnétron tipo ressonante	
64			V	Válvula magnétron sintonizável	

CAPÍTULO II

Semicondutores

2.1 Elementos de semicondutores

N.º	SÍMBOLOS	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
65		Região de semicondutor com uma conexão. No desenho a linha horizontal é a região de semicondutor e a vertical de conexão	
66		Região de semicondutor com várias conexões. Exemplos com duas conexões	
67		*Junção retificadora ou junção que influencia uma camada de depleção*	
67.1		Região P sobre uma região N	
67.2		Região N sobre uma região P	
68		*Emissor em uma região de tipo de condutividade diferente. No desenho o traço oblíquo com uma seta representa o emissor*	
68.1		Emissor P sobre região N	
68.2		Vários emissores P sobre região N	
68.3		Emissor N sobre região P	
68.4		Vários emissores N sobre região P	

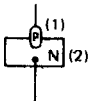
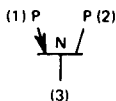
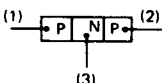
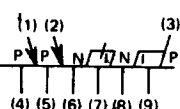
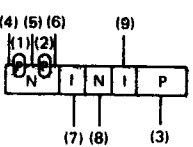
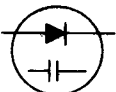
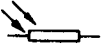
N.º	SÍMBOLOS	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
69		Coletor em uma região de tipo de condutividade diferente. No desenho a linha oblíqua representa o coletor	
70		*Região intrínseca entre duas regiões. O intervalo entre os traços inclinados representa a região intrínseca* *Qualquer conexão à região I será feita entre os traços inclinados e não diretamente a eles*	
70.1		Entre regiões de tipos de condutividade diferente formando uma estrutura PIN ou NIP	
70.2		Entre regiões do mesmo tipo de condutividade formando uma estrutura PIP ou NIN	
70.3		Entre um coletor e uma região de tipos de condutividade diferente, formando uma estrutura PIN ou NIP. A ligação ao coletor é feita diretamente ao traço inclinado longo	
70.4		Entre um coletor e uma região do mesmo tipo de condutividade formando uma estrutura PIP ou NIN. A ligação ao coletor é feita diretamente ao traço inclinado longo	

NOTAS REFERENTES AOS SÍMBOLOS

Em geral o ângulo formado pela linha de conexão e o símbolo do elemento não tem significado particular.

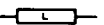
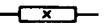
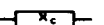
O contorno poderá ser omitido se isto não causar nenhuma confusão e se nenhum dos elementos estiver ligado ao invólucro quando este é usado como blindagem.

Orientação incluindo-se uma imagem invertida (tipo vista em espelho) não mudará o significado do símbolo.

Os elementos do símbolo devem ser desenhados em tal ordem que mostre claramente as diferentes funções do dispositivo.

O prolongamento das extremidades da linha horizontal que representa a(s) região(ões) do semicondutor além de um emissor, um coletor ou uma conexão, não possui nenhum significado especial.

2.2 Exemplos de semicondutores

Para desenhar o símbolo de um dispositivo semicondutor inicia-se pelo elétrodo cuja polaridade é conhecida (usualmente um emissor) e em seguida continua-se o desenho na ordem respectiva com os símbolos das outras regiões. Finalmente indicam-se as conexões necessárias.

N.º	SÍMBOLO	SIMB. ALF.	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
71	P (1) N (2)	D	Díodo PN	As letras e os números não fazem parte do símbolo

N.º	SIMBOLO	SIMB. ALF.	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
	(1) P N (2)	D	Estrutura real	Símbolos elementares usados sucessivamente N.os 65 e 67.1
72	(1) P P (2) N (3)	T	Transistor PNP	As letras e os números não fazem parte do símbolo.
	(1) P N P (2) (3)	T	Estrutura real	Símbolos elementares usados sucessivamente N.os 68.1, 65 e 69
73	(1) (2) (3) P P N I N I P (4) (5) (6) (7) (8) (9)	T	Transistor PPNINIP com 2 emissores tipo P, 6 conexões e 1 coletor, cada emissor intercalado entre duas conexões	As letras e os números não fazem parte do símbolo
	(4) (5) (6) (9) (1) (2) N I N I P (7) (8) (3)	T	Estrutura real	
74		D	Díodo semicondutor	
75	t°	D	Díodo de característica dependente da temperatura	
76		D	Díodo de capacitância variável (Varactor)	
77		D	Díodo túnel	
78		D	Díodo Zener, unidirecional	
79		D	Díodo Zener, bidirecional	
80		FR	Fotorresistor	
81		FD	Fotodíodo: célula fotocondutora de condutividade assimétrica	
82		FV	Célula fotovoltaica	

N.º	SÍMBOLO	SÍMB. ALF.	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
83		H	Gerador Hall com 4 conexões	
84		FT	Fototransistor PNP	
85		T	Díodo semicondutor PNPN controlado sem conexão externa de controle	
86		T	Transistor PNP (Também transistor PNIP se o fato de não se mostrar a região intrínseca não resultar em ambigüidade)	
87		T	Transistor PNP com o coletor ligado ao invólucro	
88		T	Tríodo túnel, tipo PNP	
89		T	Transistor NPN de avalanche	
90		T	Transistor de unijunção com base tipo P	
91		T	Transistor de unijunção com base tipo N	
92		T	Transistor de efeito de campo com base tipo N	
93		T	Transistor de efeito de campo com base tipo P	
94		T	Tríodo semicondutor PNPN controlado externamente (P-Tiristor)	
95		T	Tríodo semicondutor NPNP controlado externamente (N-Tiristor)	
96			Transistor NPN com base polarizada transversalmente	
97			Transistor PNIP com uma conexão à região intrínseca	
98			Transistor PNIN com uma conexão à região intrínseca	

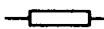
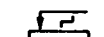
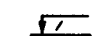
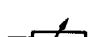
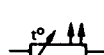
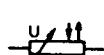
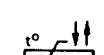
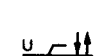
CAPÍTULO III

Grandezas elétricas, *Resistores, indutores, capacitores*

3.1 Grandezas elétricas

N.º	SÍMBOLO	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
99	R	Resistência não reativa	Nos símbolos gráficos retangulares as relações dos lados devem estar entre 1 : 3 e 1 : 6
100	L	Indutância	
101		Capacitância	
102		Capacitância residual	
103	Z	Impedância	
104	X	Reatância	
105	X_L	Reatância indutiva	
106	X_C	Reatância capacitiva	

3.2 Capacitores

N.º	SÍMBOLO	SÍMB. ALF.	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
107		C	Com capacitância fixa	O espaçamento entre os elétrodos do capacitor deverá estar compreendido entre 1 : 3 a 1 : 5 do comprimento do elétrodo
108		C	Fixo com representação do elétrodo externo	
109		C	Eletrolítico não polarizado	
110	+	C	Eletrolítico polarizado	Os símbolos de número 107 a 120 servem p/ representar somente as peças
111		C	De passagem	
112		C	Com capacitância variável, símbolo geral	O símbolo para grandeza elétrica é o de n.º 101
113		C	Com ajustagens predeterminadas da capacitância	
114		C	Diferencial	A ligação mecânica entre elementos variáveis deve ser feita de acordo com símbolo n.º 1 049 da P-SB-6

N.º	SÍMBOLO	SÍMB. ALF.	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
115		C	Variável com representação do elétrodo móvel	Se for necessário distinguir o elemento móvel e a interseção deste com a flecha, será indicado um ponto
116		C	Variável em escalões	Desejando-se especificar que o capacitor opera em escalões deve-se indicar o símbolo
117		C	Com capacitância variável de dupla armadura fixa	
118		C	Com resistência série inerente (supressor de ruído)	
119		C	De chassis	
120			Com derivações	

3.3 Indutores (bobinas de indutância)

N.º	SÍMBOLOS		SÍMB. ALF.	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
	PREFERENCIAL	OPTATIVO			
121			L	Símbolo geral	Os símbolos de n.º 121 a 132 servem para representar somente as peças
122				Fixo com núcleo de ferro laminado	
123				Variável continuamente	O símbolo para grandeza elétrica é o de n.º 100
124				Com elemento de ajuste fixo	
125				Com derivações	
126				Variável continuamente, com núcleo de ferro laminado	
127				Com núcleo de ferrite ou aglomerado, com elemento de ajuste	
128				Com blindagem eletrostática	
129				Fixo com núcleo de ferrite	

N.º	SÍMBOLOS		SÍMB. ALF.	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
	PREFERENCIAL	OPTATIVO			
130				Fixo com núcleo de ferro com entreferro	
131	Cu	Cu		Fixo com núcleo metálico não ferroso, por exemplo: de cobre	
132	Cu + Fe	Cu + Fe		Fixo com indicação do material usado para blindagem	

3.4 Resistores

N.º	SÍMBOLO	SÍMB. ALF.	SIGNIFICADO	OBSERVAÇÕES
133		R	Quando não é necessário indicar se é ou não reativa	Os símbolos de n.º 133 a 140 servem para representar somente as peças; o símbolo para grandeza elétrica é o de n.º 99
134		R	Com derivações fixas	
135		R	Com resistência variável em escalões (Reostato)	
136		R	Com resistência variável continuamente (Reostato)	
137		R	Com resistência variável automaticamente	
138	t°	R	Com resistência variável automaticamente no mesmo sentido da temperatura	
139	U	R	Com resistência variável automaticamente no sentido inverso da tensão	
140		R	Potenciômetro	
141	t°	R	Com resistência variável não linearmente no sentido inverso da temperatura	Corresponde ao NTC
142	U	R	Com resistência variável não linearmente no sentido inverso da tensão	Corresponde ao VDR